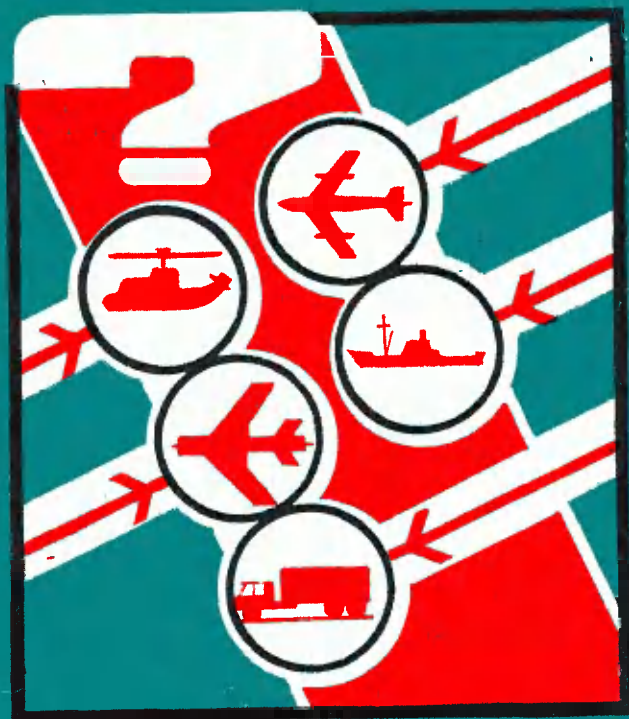


62.1.34.0

Н 34

В.Г. НЕБАБИН
В.В. СЕРГЕЕВ

МЕТОДЫ И ТЕХНИКА РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ



В. Г. ПЕБАБИН, В. В. СЕРГЕЕВ

МЕТОДЫ И ТЕХНИКА РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1984

ББК 32.95
Н39
УДК 621.396.963.8

Небабин В. Г., Сергеев В. В.

Н39 Методы и техника радиолокационного распознавания. — М.: Радио и связь, 1984. — 152 с., ил.
45 к.

Дан анализ существующих и перспективных методов радиолокационного распознавания целей. Рассматривается техника распознавания с помощью узкополосных, широкополосных и многополосных зондирующих сигналов. Анализируется распознавание путем оценки поперечных размеров целей, по флуктуациям эффективной поверхности рассеяния, по модуляционным эффектам и т. д.

Книга написана по материалам открытой зарубежной печати. Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием радиолокационных систем.

Н 2402020000-103
046(01)-84 17-83

ББК 32.95
6Ф2.4

Рецензент д-р техн. наук проф. А. Е. ОХРИМЕНКО

Редакция литературы по конструированию и технологии производства РЭА

Виктор Георгиевич Небабин, Владимир Васильевич Сергеев

**МЕТОДЫ И ТЕХНИКА РАДИОЛОКАЦИОННОГО
РАСПОЗНАВАНИЯ**

Редактор М. В. Максимов
Редактор издательства Ю. И. Сухарев
Художник В. Г. Ефимов
Художественный редактор Л. Н. Сильнов
Технический редактор Г. И. Колосова
Корректор Г. Г. Казакова
ИБ № 414

Сдано в набор 22.04.83 Подписано в печать 16.02.84
Т-06619 Формат 84×108/32 Бумага писч. № 1 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 7,98 Усл. кр.-отт. 8,295 Уч.-изд. л. 8,35
Тираж 5800 экз. Изд. № 19892 Зак. № 1142 Цена 45 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Набрано и отпечатано в типографии изд-ва «Радио и связь».
101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

Тираж изготовлен в Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Первой Образцовой типографии имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-54, Валовая, 28.

© Издательство «Радио и связь», 1984

ПРЕДИСЛОВИЕ

В процессе получения радиолокационной информации решаются следующие основные задачи: обнаружение целей, измерение параметров их движения, разрешение целей и распознавание целей. В имеющейся литературе с единых позиций и полно рассмотрены вопросы теории и техники обнаружения, измерения параметров движения и разрешения целей [1—6]. Однако отсутствуют книги, в которых были бы систематизированы результаты достижений в области методов и техники радиолокационного распознавания, хотя в этой области ведутся в ряде стран мира интенсивные научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, следствием чего является большое число опубликованных патентов и статей. По мнению зарубежных специалистов, осуществлять радиолокационное распознавание будут все многофункциональные радиолокаторы (РЛС) 90-х гг. [108]. Анализ существующих и перспективных методов и техники* радиолокационного распознавания и посвящена данная работа.

Одно из важнейших направлений современной радиолокации — создание методов получения наиболее полной информации, содержащейся в радиолокационных сигналах и помехах. Радиолокационное распознавание является частью данного направления. В качестве дополнительной информации о распознаваемых объектах в активной радиолокации используются характеристики создаваемого целями поля вторичного излучения в дальней зоне РЛС. Эти характеристики, как правило, зависят от ориентации цели, параметров ее движения, размеров, типов установленных на ней двигателей и режимов их работы, параметров вибраций корпуса, а также от характеристик зондирующих сигналов, способа обработки принимаемых сигналов и т. д.

* Все описываемые в книге методы иллюстрируются рассмотрением соответствующих технических решений. Поэтому в названиях глав и параграфов применяется только термин «методы», а термин «техника» опущен.

Возможно несколько подходов к классификации методов распознавания. Наиболее широко используется классификация методов распознавания в зависимости от типа зондирующего сигнала, используемого в РЛС. Такая классификация применяется в данной книге при описании методов и устройств радиолокационного распознавания.

В книге сделана попытка изложить с единых позиций основные физические принципы радиолокационного распознавания, методы, структурные схемы и особенности схемных решений, реализующих эти методы. Книга написана по материалам открытой зарубежной печати. В качестве объектов радиолокационного распознавания рассматриваются различные классы летательных аппаратов (истребители, бомбардировщики и т. д.), а также различные типы самолетов одного класса, называемые часто целями.

Книга предназначена для инженеров радиотехнического профиля. Она может быть полезна также студентам, обучающимся радиотехническим специальностям. Основная цель книги состоит в объективном и систематизированном изложении известных методов, способов и устройств радиолокационного распознавания целей.

Общие вопросы теории в ней не рассматриваются, они весьма подробно изложены в литературе по распознаванию образов [101, 102, 103] и могут быть с успехом применены к радиолокационному распознаванию.

Авторы считают своим приятным долгом выразить благодарность д-ру техн. наук проф. М. В. Максимову и д-ру техн. наук проф. А. Е. Охрименко за ряд ценных предложений и замечаний, способствовавших улучшению содержания книги. Авторы также благодарны С. А. Попову, Л. В. Мартыничу, А. Ф. Кобзаревой, В. И. Звягину, Б. П. Ерпылеву, А. Г. Ширяеву, Л. Н. Захарову, Н. С. Татариной за помощь при работе над рукописью.

Работа авторов над книгой распределилась следующим образом: введение, гл. 1 и § 3.1, 3.2, 3.6—3.10, 4.3, 5.1 и 5.2 написаны В. Г. Небабиным; § 2.1, 2.4, 3.3, 4.2 — В. В. Сергеевым; предисловие, § 2.2, 2.3, 3.4, 3.5, 4.1, 4.2, заключение написаны авторами совместно.

Все замечания и пожелания по содержанию книги можно направлять в адрес издательства «Радио и связь»: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

Радиолокационное распознавание — это получение радиолокационных характеристик различных объектов, выбор информативных и устойчивых признаков и принятие решения о принадлежности этих объектов к тому или иному классу (типу) *. Информация о радиолокационных характеристиках объектов может быть получена методами как активной, так и пассивной радиолокации. При активной радиолокации определение радиолокационных характеристик объектов основано на отражении радиоволн от объектов, или на вторичном излучении объектов. При пассивной радиолокации может использоваться естественное радиоизлучение целей (это радиотеплолокация) либо радиоизлучение бортовых источников радиосигналов и помех (преднамеренных и непреднамеренных).

Радиолокационными характеристиками объектов при активной радиолокации являются: эффективная площадь рассеяния, спектральные и временные характеристики отраженных от цели сигналов, содержащие информацию о параметрах движения цели, ее форме, размерах, модуляции, вызванной вращением турбин, винтов, а также колебаниями различных частей летательных аппаратов (ЛА), поляризационные характеристики сигналов, отраженных от целей.

Книга состоит из пяти глав и приложений. В первой главе даны общие сведения о радиолокационном распознавании, рассмотрены физические эффекты, лежащие в основе радиолокационного распознавания, вторичное излучение радиоволн и его виды, радиолокационные ха-

* Следует различать термины «распознавание» и «опознавание». Опознавание — это определение государственной принадлежности объекта, т. е. отнесение его к определенному государству, а распознавание состоит в определении типа или класса объекта. Таким образом, опознавание можно представить как частный случай распознавания двух классов объектов: «свой», «чужой».

рактеристики целей и применение пассивной радиолокации для распознавания. Кроме того, в этой главе дана классификация радиолокационных объектов и методов распознавания.

Последующие главы посвящены методам распознавания с помощью узкополосных многочастотных и широкополосных сигналов. Освещаются методы распознавания, основанные на оценке поперечных размеров целей, наличии модуляций у отраженного сигнала, поляризационных отличиях сигналов, использовании импульсной характеристики распознаваемого объекта и т. д. В заключительной главе даны рекомендации по выбору информативных признаков и решающих правил для радиолокационного распознавания.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

О РАДИОЛОКАЦИОННОМ РАСПОЗНАВАНИИ

1.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ЭФФЕКТЫ, ЛЕЖАЩИЕ В ОСНОВЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ

Поверхностный эффект. При падении волны на объект с проводящей поверхностью глубокие слои проводника не оказывают, в сущности, влияния на электромагнитный процесс, так как существованием поля на большой глубине можно пренебречь. Это явление называется поверхностным эффектом (скин-эффектом).

Известно [104], что поглощение электромагнитной энергии средой вызывает экспоненциальное затухание волн. Электромагнитная волна, входящая в проводник, уменьшается на величину $e=2,718...$ (затухание 1 Нп) на глубине: $\Delta^0 = \sqrt{2/\omega\mu\sigma}$, где ω — угловая частота волны; μ — магнитная проницаемость объекта; σ — удельная проводимость объекта.

Эта формула справедлива, когда радиус кривизны поверхности объекта $R \gg \Delta^0$.

Если поверхность объекта алюминиевая, то глубина проникновения, мм, $\Delta^0 = 82,6 / \sqrt{f}$, где f — частота волн. Так, при $f = 3000$ МГц получаем $\Delta^0 = 1,5 \cdot 10^{-3}$ мм.

Для практических целей принимают глубину проникновения $10\Delta^0 = 15 \cdot 10^{-3}$ мм = 0,015 мм, где поле волны ослабляется в $e^{10} \approx 22\,026$ раз. Так как толщина проводящих металлических покрытий распознаваемых объектов значительно больше $10\Delta^0$, можно, например, считать, что металлическая обшивка самолета будет оказывать экранирующее действие. Таким образом, влиянием остальных проводящих элементов конструкции распознаваемого объекта, находящихся за обшивкой, можно пренебречь.

Эффект Доплера. Если расстояние между РЛС и объектом изменяется, то частота колебаний, принимаемых приемником РЛС, будет больше или меньше частоты зондирующего сигнала f в зависимости от того, уменьшается или увеличивается расстояние между РЛС

и объектом. Если объект равномерно приближается к источнику колебаний (неподвижной РЛС) с радиальной скоростью v_r , то в направлении РЛС приходит отраженный сигнал с повышенной частотой.

С ростом скорости объекта частота отраженного сигнала f' увеличивается. Если $v_r = \text{const}$, то чем больше длина волны РЛС λ , тем меньшее число радиоволн облучает дополнительно объект. Можно показать, что частота отраженных сигналов f' прямо пропорциональна скорости v_r и обратно пропорциональна длине волны λ , т. е. $f' = v_r / \lambda$. Таким образом, общее число радиоволн, которыми облучается движущийся объект в единицу времени, равно

$$f + f' = f + v_r / \lambda = f + v_r f / c = f(1 + v_r / c).$$

Сигнал, принимаемый РЛС, проходит путь до движущегося объекта и обратно, поэтому смещение частоты зондирующего сигнала, отражаемого приближающимся к РЛС объектом, удваивается и составляет $2f'$. Тогда частота отраженного от объекта сигнала составит $f(1 + 2v_r / \lambda)$.

Если объект удаляется от РЛС, то частота отраженного сигнала равна $f(1 - 2v_r / \lambda)$.

Частоту $f_d = 2v_r / \lambda$ называют доплеровской частотой. Так, для самолета, летящего со скоростью $v_r = 2500$ км/ч = 700 м/с, при $\lambda = 10$ см получается $f_d = 2v_r / \lambda = 14$ кГц.

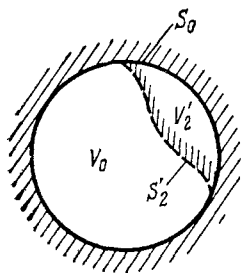


Рис. 11. Деформации полых резонаторов вследствие возмущений

Эффект изменения частоты при возмущении полых тел.

При анализе сигнала, отраженного от распознаваемого объекта, целесообразно знать, что некоторые элементы конструкции летательных аппаратов (ЛА), например турбореактивные двигатели, воздухозаборники, могут быть представлены в виде полых резонаторов, оболочки которых подвергаются деформациям,

обусловленным полетом ЛА. Деформации полых резонаторов приводят к появлению дополнительных составляющих в спектре отраженного сигнала. На рис. 1.1 изображена резонансная полость объемом V_0 с пло-

щадь: поверхности S_0 . Предположим, что вследствие возмущений объем резонансной полости стал V'_2 . Тогда относительное приращение частоты вследствие этого возмущения будет определяться формулой [104].

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{-\varepsilon \int_{V_0} \mathbf{E} \mathbf{E}^* dV + \mu \int_{V'_2} \mathbf{H} \mathbf{H}^* dV}{\varepsilon \int_{V_0} \mathbf{E} \mathbf{E}^* dV + \mu \int_{V_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^* dV},$$

где ω_0 и ω — условные частоты сигналов без деформации и при деформации полого резонатора соответственно; ε , \mathbf{E} , \mathbf{H} — диэлектрическая проницаемость, векторы напряженности электрического и магнитного полей; \mathbf{E}^* , \mathbf{H}^* — комплексно-сопряженные векторы относительно \mathbf{E} и \mathbf{H} ($E(t) = E_m e^{i(\omega t + \varphi)}$).

Анализ формулы для приращения частоты показывает, что оно зависит от величины возмущающего воздействия, вследствие чего объем полости изменяется на V'_2 .

Микрофонный эффект состоит в появлении дополнительных низкочастотных составляющих в спектре обрабатываемого сигнала вследствие вибраций СВЧ элементов конструкции РЛС [5]. Эти низкочастотные составляющие могут ухудшать качество распознавания, поэтому в РЛС, используемой для радиолокационного распознавания, важно предусматривать специальные меры по исключению микрофонного эффекта. Чтобы устранить микрофонный эффект, прибегают к компенсации вибраций СВЧ элементов, обусловленных работой близко расположенных электродвигателей системы вращения антенны, вентиляторов, агрегатов питания и т. д. Кроме того, для компенсации используются системы автоматического слежения за частотой [5], которые отфильтровывают паразитные низкочастотные составляющие.

1.2. ВТОРИЧНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ РАДИОВОЛН И ЕГО ВИДЫ

Возможны следующие виды вторичного излучения радиолокационных объектов: зеркальное, резонансное, и диффузное.

Зеркальное отражение наблюдается, если объекты имеют зеркальную поверхность, либо размеры объектов (или отдельных их элементов) значительно меньше дли-

ны λ облучающей радиоволны. При зеркальном отражении затрудняется обнаружение объектов, так как угол падения равен углу отражения, и будут приняты только волны, облучающие объекты под прямым углом к плоскости объекта.

Возможно также и явление дифракции, т. е. огибание зондирующими сигналами объектов. Явление дифракции имеет место, когда размеры объектов или отдельных элементов их конструкции значительно меньше λ . К таким элементам относится, например, перископ подводной лодки при облучении ее радиоволнами метрового диапазона.

Резонансное переизлучение происходит при условии, что размеры объекта или отдельных его частей кратны $0,5\lambda$. В этом случае в объекте или на отдельных его элементах возникают резонансные токи, которые вызывают, в свою очередь, резонансное вторичное излучение большой интенсивности. Интенсивность отраженного сигнала зависит от взаимной ориентации вектора электрического поля E и самого резонансного элемента объекта. При их параллельном взаимном расположении интенсивность отраженного сигнала максимальна.

Диффузное рассеяние имеет место, когда линейные размеры объекта или его отдельных элементов больше длины λ облучающей волны. Такое рассеяние наиболее часто используется в радиолокации, так как из-за различных углов отражения радиоволн часть отраженного сигнала достигает РЛС, что в большинстве случаев достаточно для обнаружения и распознавания объектов.

1.3. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦЕЛЕЙ

Эффективная площадь рассеяния целей (ЭПР). Для количественной оценки интенсивности вторичного излучения радиолокационных целей пользуются понятием эффективной площади рассеяния (ЭПР). Вторичное излучение называют также рассеянием или отражением. Под ЭПР $\sigma_{\text{ц}}$ радиолокационной цели подразумевают площадь такого эквивалентного излучателя, который отражает всю падающую на него энергию равномерно и создает в точке приема ту же плотность потока мощности, что и реальная цель, т. е. $\sigma_{\text{ц}} = 4\pi r^2 P_{\text{рас}} / P_{\text{пад}}$, где r — дальность от РЛС до цели; $P_{\text{рас}}$ — плотность пото-

ка мощности, рассеиваемого целью; $\Pi_{\text{пад}}$ — плотность потока мощности, падающего на цель.

Так как плотность потока мощности прямо пропорциональна квадрату напряженности электрического поля, выполняется равенство $\sigma_{\text{ц}} = 4\pi r^2 E_{\text{рас}}^2 / E_{\text{пад}}^2$, где $E_{\text{рас}}$ и $E_{\text{пад}}$ — значения напряженностей электрического поля, рассеиваемого целью и падающего на нее соответственно. Эффективная площадь рассеяния зависит от характеристик самой цели, а именно от диэлектрической ϵ и магнитной μ проницаемостей материала, из которого изготовлена цель, от ракурса, под которым она облучается, от формы и относительных размеров элементов конструкции цели l по сравнению с длиной волны λ , от поляризации приемной и передающей антенн РЛС.

Эффективную поверхность рассеяния цели определяют экспериментальными и теоретическими методами. Экспериментальные методы реализуются при использовании самих целей либо их моделей, имеющих меньшие размеры и стоимость.

В качестве моделей применяют точные уменьшенные копии исследуемых радиолокационных целей. При этом размеры модели $l_{\text{м}}$ и цели $l_{\text{ц}}$, а также длины волн $\lambda_{\text{м}}$, λ сигналов, которыми отличаются модель и цель соответственно, должны быть такими, чтобы выполнялось условие [5]

$$l_{\text{м}}/l_{\text{ц}} = \lambda_{\text{м}}/\lambda.$$

Тогда ЭПР $\sigma_{\text{ц}}$, м^2 , реальной цели после получения значения ЭПР модели составит

$$\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{м}} \lambda^2 / \lambda_{\text{м}}^2.$$

Следует также учитывать, что электропроводность модели должна быть равна электропроводности реальной цели, умноженной на $\lambda/\lambda_{\text{м}}$, а диэлектрическая ϵ и магнитная μ проницаемости цели для длины волны $\lambda_{\text{м}}$ должны быть равны соответствующим величинам для λ . Однако отклонения от этих условий не вносят значительных погрешностей в измерение ЭПР, если электропроводность цели высока.

Чтобы уменьшить погрешности, необходимо обеспечить плоский фронт волны, облучающей модель, т. е. модель нужно располагать в дальней зоне передающей антенны. Для выполнения этого условия требуется выполнение неравенства $r \geq 2l_{\text{м max}}^2/\lambda_{\text{м}}$ при $l_{\text{м max}} < 10\lambda$,

где $l_{\text{м max}}$ — максимальный размер элемента конструкции модели.

Если $l_{\text{м max}} > 10\lambda$, то нужно выполнение неравенства $r \geq K \cdot 2 l_{\text{м max}}^2 / \lambda_{\text{м}}$, где коэффициент пропорциональности $K > 1$.

Погрешности измерения, обусловленные паразитными отражениями, можно уменьшить, если поместить модель в безэховую камеру. Остаточное обратное фоновое рассеяние можно учесть, предварительно измерив его при отсутствии модели, а затем векторно вычесть его при измерении ЭПР цели $\sigma_{\text{ц}}$ [109]. Погрешности измерения ЭПР из-за переизлучения сигнала от цели при отражении от местных предметов, от опоры, на которой укреплен модель, могут быть значительно снижены при использовании зондирующих импульсов малой длительности и стробировании по дальности, так как вследствие переотражений путь распространения волн существенно увеличивается.

Так как диаграмма ЭПР существенно зависит от частоты РЛС, необходимо обеспечить высокую стабильность частоты облучающего модель зондирующего сигнала. После выполнения всех этих условий определяют ЭПР цели в единицах площади. Для этого сначала измеряют мощность сигнала, отраженного от исследуемой цели, а затем от цели с известной ЭПР, установленной на заданном расстоянии (в частном случае для упрощения измерений в качестве эталонной цели используют металлический шар, располагаемый на таком же расстоянии, что и исследуемая цель).

Для убыстрения измерения ЭПР целесообразно сопрягать РЛС через аналого-цифровые преобразователи (АЦП) с ЭВМ.

При использовании реальной цели для измерения ЭПР цель устанавливается на опоре либо осуществляет полет на известной дальности. В первом случае значительные трудности возникают при учете мешающих отражений от местных предметов (МП) и от опоры, на которой закреплена цель. Чтобы исключить эти отражения, применяют стробирование по дальности и векторное вычитание: из сигнала, отраженного от опоры, цели и местных предметов, вычитают сигналы, поступающие от опоры и местных предметов. Для ослабления мешающего фона можно также использовать радиопоглощающие материалы [109].

Если цель, ЭПР которой измеряется, находится в реальных условиях полета, то для ослабления влияния мешающего фона помимо указанных способов применяются фильтрацию по доплеровской частоте цели, скорость которой задается и поддерживается постоянной [5]. Аппаратурно компенсация фона достигается использованием в РЛС уравновешенного моста (двойного волноводного тройника) [5]. При отсутствии цели мешающие сигналы $U_{\text{ф}}$ от фона компенсируются введением в РЛС $U_{\text{и}}$ сигнала с регулируемым уровнем от стабильного источника. При этом амплитуды сигналов $U_{\text{ф}}$ и $U_{\text{и}}$ должны быть одинаковыми, а фазы противоположными.

После измерения ЭПР одним из перечисленных методов производится статистическая обработка результатов измерений, а также сравнение результатов, полученных от однотипных целей разными методами и на разных полигонах [105].

Теоретические методы определения ЭПР целей подразделяются на методы геометрической оптики, физической оптики и геометрической теории дифракции.

Метод геометрической оптики основан на представлении электромагнитных волн в виде совокупности лучей, причем предполагается, что электромагнитные волны отражаются и преломляются на основе законов преломления и отражения оптических лучей.

Методы геометрической оптики применимы при соблюдении следующих условий [5]: радиус кривизны объекта и размеры должны быть значительно больше длины волны λ ; цель должна находиться на значительном удалении от РЛС, так как радиус кривизны фронта падающей волны обычно должен быть больше λ . Эти методы могут использоваться для дециметровых и более коротких волн. Однако методы геометрической оптики не учитывают поляризационные эффекты и волновую природу электромагнитных волн, вследствие чего не принимается во внимание интерференционный характер образования диаграмм ЭПР и ее флуктуаций от ракурса объекта.

Методы физической или волновой оптики основаны на использовании принципа Гюйгенса — Френеля. Этот метод состоит в том, что каждая точка на поверхности распространяющегося волнового фронта может рассматриваться как источник вторичной сферической волны,

причем поле вне фронта волны образуется в результате интерференции вторичных волн. Данный метод позволяет учесть интерференцию волн и является достаточно наглядным. Но в связи с тем, что фазы волн, которые идут от каждой зоны, считаются одинаковыми, амплитуды задаются недостаточно точно и поляризационные эффекты не учитываются. Методы физической оптики в радиолокационном распознавании не нашли широкого распространения.

Метод геометрической теории дифракции получил в радиолокационном распознавании достаточно широкое применение [53, 107], так как при этом учитываются фазовые соотношения и поляризация сигнала. Сущность метода состоит в том, что отраженное от объекта поле представляют в виде суммы векторных полей с учетом фазовых соотношений, возникающих в центрах рассеяния. Поле каждого такого центра описывают соответствующими амплитудами и фазами, а также дополнительным фазовым множителем, пропорциональным расстоянию в длинах волн λ от РЛС до каждого из этих центров рассеивания. Именно фазовый множитель и учитывает флуктуации ЭПР сложного объекта при изменении его положения в пространстве.

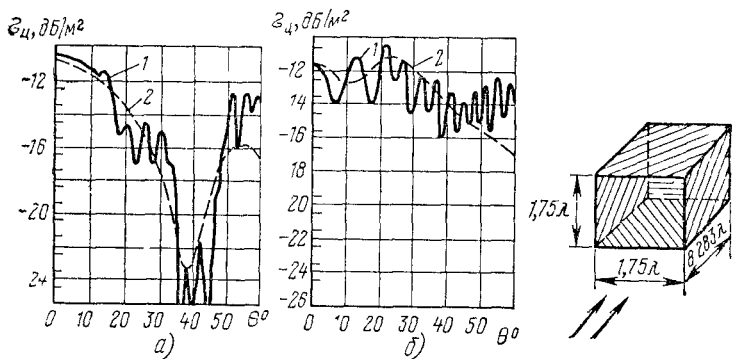


Рис. 1.2. Зависимость ЭПР прямоугольной полости от угла наблюдения

На рис. 1.2 приведены результаты применения теории геометрической дифракции (кривые 1) и экспериментов (кривые 2). Сравнение кривых показывает хорошее совпадение результатов. Однако видно, что тонкая структура диаграммы ЭПР при методе геометрической теории дифракции не передается.

Спектральные характеристики сигналов, отраженных от целей. Отраженный от сложной цели сигнал представляет собой результат векторного сложения сигналов от элементов конструкции цели. На спектральный состав отраженного от цели сигнала влияют следующие факторы: движение самой цели с радиальной скоростью v , относительно РЛС, что вносит основной вклад в спектр; изменение дальности до отдельных элементов цели вследствие ее рысканий по курсу, тангажу и крену; вибрации элементов конструкции цели, например, крыльев, планера самолета и т. д.; вращение винтов или лопастей турбин; сканирование или вращение антенны РЛС.

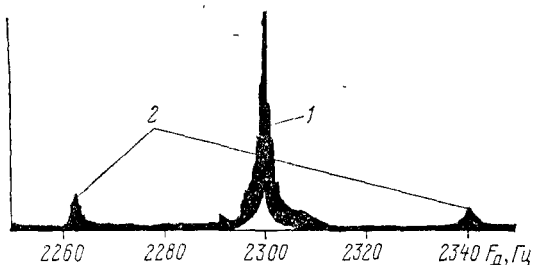


Рис. 1.3. Спектр доплеровских частот, обусловленный отражением от самолета (1) и коническим сканированием антенны РЛС (2)

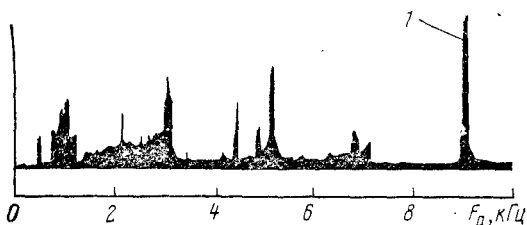


Рис. 1.4. Спектр доплеровских частот при отражении от лопастей реактивного двигателя (1 — спектр от корпуса самолета) [7]

Движение цели с радиальной скоростью v_r вносит доплеровский сдвиг частоты $f_d = 2v_r/\lambda$ относительно несущей частоты. Максимальную мощность имеет спектральная составляющая, обусловленная отражением сигналов от корпуса самолета (рис. 1.3, 1.4), и частота ее принимает значения 1...12 кГц при неподвижной РЛС [5].

При изменении скорости движения цели, курса, при виражах происходят сдвиг спектральных составляю-

щих на частотной оси, их расширение или сужение. Из-за движения цели и ее частей, а также вследствие рысканий по курсу, тангажу и крену относительно РЛС отраженный от цели сигнал оказывается флуктуирующим.

Значения частотных составляющих спектров отраженных сигналов мало зависят от размеров цели. Причиной этого является то, что спектр отраженных сигналов определяется скоростью изменения дальности до отражателей цели. Этот спектр зависит от абсолютного изменения дальности от РЛС до каждого из отражателей и от скорости углового рыскания самолета. Но для большого самолета характерны относительно малая скорость рыскания и больший размах крыла, а маленький самолет отличается большей скоростью рыскания и малым размахом крыла [5]. Поэтому и частотные составляющие спектров отраженных сигналов для целей больших и малых размеров отличаются несущественно.

Несмотря на то, что абсолютные изменения дальности от РЛС до отдельных элементов конструкции цели малы, их вклад в спектральный состав отраженного от цели сигнала велик. Если, например, [5] вследствие рыскания самолета-цели по курсу дальность до его i -го элемента конструкции изменилась на величину $\lambda/4$, то с учетом двустороннего распространения радиоволн полный фазовый сдвиг сигнала составит 180° . Для РЛС, несущая частота которой $f_n = 3000$ МГц, изменению дальности на $\lambda/4$ соответствует 25 мм, а для РЛС с $f_n = 10$ ГГц такое изменение дальности составляет 7 мм. Отсюда видно, что флуктуации отраженного сигнала будут происходить не только из-за рыскания по курсу, тангажу и крену, но и вследствие колебаний и вибраций элементов конструкции цели.

Спектр частотных составляющих, обусловленных случайными рысканиями и креном, для реальных объектов является низкочастотным и занимает полосу частот шириной примерно 1 Гц в интервале частот 0... 20 Гц [2, 5]. Колебания цели по тангажу образуют более высокие частоты (100... 400 Гц) [2].

Вращающиеся элементы конструкции целей, такие, как, например, винты и лопасти турбин, могут создавать как амплитудную модуляцию (АМ), спектральные составляющие которой симметричны относительно составляющей от корпуса самолета, так и частотную модуляцию (ЧМ), спектральные составляющие которой

будут лежать только по одну сторону основной составляющей от корпуса самолета.

Спектр частотных составляющих, обусловленных вращением винтов самолета («пропеллерной» модуляцией), занимает полосу частот в интервале частот 50... 400 Гц [5] (рис. 1.5). Спектр частотных составляющих, вызванных вращением лопаток турбин, лежит в интервале частот от 1 кГц до десятков килогерц [5].

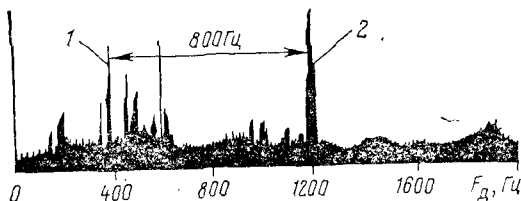


Рис. 1.5. Спектр, вызываемый «пропеллерной» модуляцией (1) и отражениями от корпуса самолета DC-7 (2)

Вследствие вращения антенны при круговом обзоре или коническом сканировании происходит амплитудная модуляция отраженных от цели сигналов, которая порождает дополнительные спектральные составляющие в спектре сигнала (см. рис. 1.3).

Поляризационные характеристики отраженных от целей сигналов. При отражении радиоволн от распознаваемых объектов поляризации падающих и отраженных волн различаются. Поляризация отраженного сигнала изменяется в общем случае из-за различия амплитуд и фазовых сдвигов сигналов, отражаемых отдельными элементами конструкции цели. Обычно отраженная от объекта сложной формы волна имеет эллиптическую поляризацию независимо от поляризации падающей волны. Однако следует учитывать, что в отраженном сигнале всегда имеется сигнал с поляризацией, на которую антенна приемника РЛС не реагирует [5].

Для получения информации о форме цели целесообразно, чтобы в РЛС была предусмотрена возможность для приема сигналов отдельно с двумя разными поляризациями (например, с вертикальной и горизонтальной) одновременно. Количественной характеристикой зависимости ЭПР цели от поляризации облучающей волны служит поляризационная матрица, которую иногда называют матрицей рассеяния.

Матрицу рассеяния можно получить следующим образом. Электрическое поле $E_{отр}$, отраженное от цели, представляется в виде

$$E_{отр в} = S_{вв} E_{пад в} + S_{гв} E_{пад г}, \quad E_{отр г} = S_{вг} E_{пад в} + S_{гг} E_{пад г},$$

где $E_{отр г}$ и $E_{отр в}$ — векторы отраженных волн с горизонтальной и вертикальной поляризациями; $E_{пад г}$ и $E_{пад в}$ — векторы падающих волн с горизонтальной и вертикальной поляризациями; $S_{вв} = \sqrt{\sigma_{вв}} e^{j\varphi_{вв}}$ — коэффициент отражения при вертикальной поляризации падающей волны и вертикальной поляризации волны; $S_{гв} = \sqrt{\sigma_{гв}} e^{j\varphi_{гв}}$ — коэффициент отражения при горизонтальной поляризации падающей волны и вертикальной поляризации волны; $S_{вг} = \sqrt{\sigma_{вг}} e^{j\varphi_{вг}}$ — коэффициент отражения при вертикальной поляризации падающей волны и горизонтальной поляризации волны; $S_{гг} = \sqrt{\sigma_{гг}} e^{j\varphi_{гг}}$ — коэффициент отражения при горизонтальной поляризации падающей волны и горизонтальной поляризации волны; φ, σ — фаза и ЭПР цели для соответствующих поляризаций. Первый индекс у символов σ и φ соответствует поляризации излучаемого сигнала, а второй — поляризации отраженного сигнала; например, $\sigma_{гв}$ означает величину ЭПР цели для приемника с вертикальной поляризацией при облучении цели сигналом с горизонтальной поляризацией.

В матричной форме электрическое поле $E_{отр}$, отраженное от цели, можно записать в виде

$$E_{отр} = \begin{Bmatrix} E_{отр в} \\ E_{отр г} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} S_{вв} & S_{гв} \\ S_{вг} & S_{гг} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} E_{пад в} \\ E_{пад г} \end{Bmatrix}.$$

Матрица вида

$$\begin{Bmatrix} S_{вв} & S_{гв} \\ S_{вг} & S_{гг} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \sqrt{\sigma_{вв}} e^{j\varphi_{вв}} & \sqrt{\sigma_{гв}} e^{j\varphi_{гв}} \\ \sqrt{\sigma_{вг}} e^{j\varphi_{вг}} & \sqrt{\sigma_{гг}} e^{j\varphi_{гг}} \end{Bmatrix}$$

называется поляризационной матрицей.

Поляризационная матрица вследствие рыскания цели по курсу, тангажу и крену будет флуктуировать во времени. Тем не менее, поляризационная матрица является весьма информативным признаком и используется при радиолокационном распознавании [5, 12].

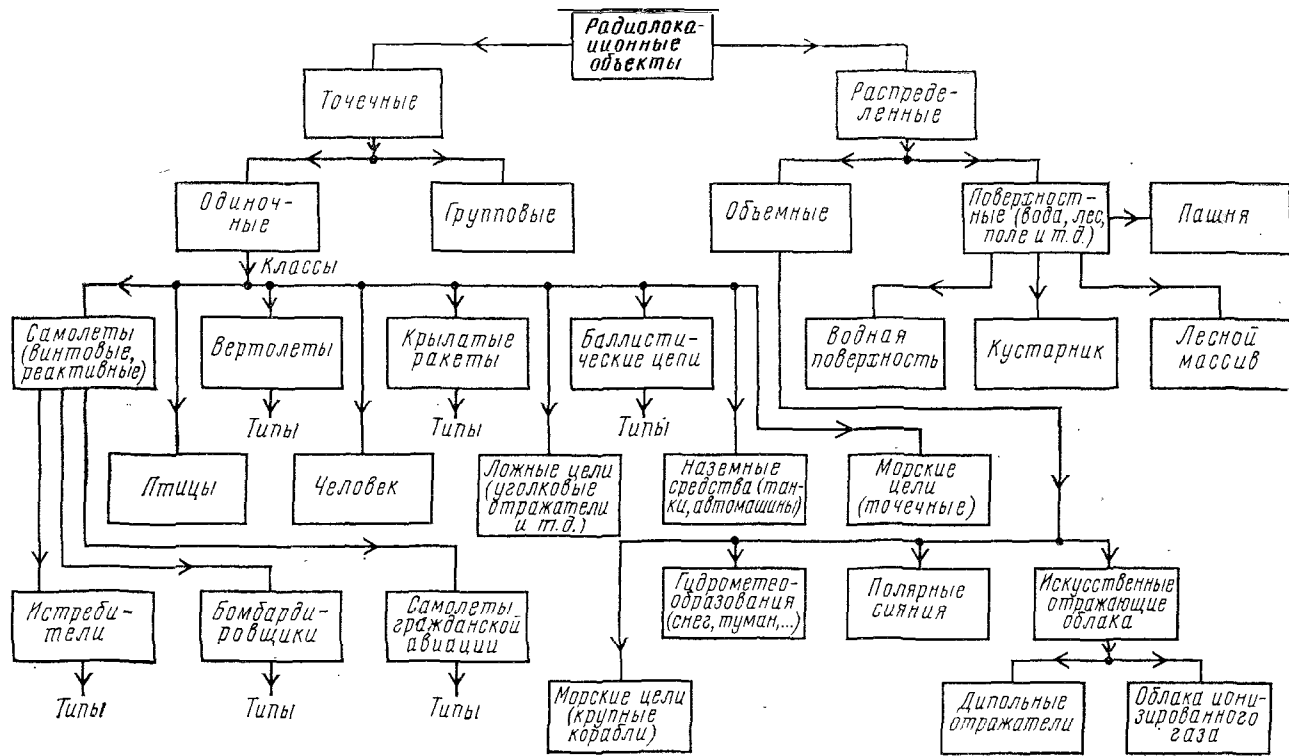


Рис. 1.6. Классификация радиолокационных целей

1.4. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ

Вариант классификации радиолокационных объектов, в основу которого положен принцип формирования отраженного сигнала в пространстве, показан на рис. 1.6. Все радиолокационные объекты подразделяются на два больших класса: точечные и распределенные.

Точечные объекты характеризуются тем, что их размеры малы по сравнению с размерами импульсного разрешаемого элемента РЛС. Остальные классы видны из рис. 1.6 и в пояснениях не нуждаются.

1.5. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

НЕКОТОРЫХ КЛАССОВ РАСПОЗНАВАЕМЫХ ОБЪЕКТОВ

Рассмотрим радиолокационные характеристики следующих классов объектов, которые достаточно широко описаны в иностранной литературе: самолеты, ложные цели, птицы, человек.

Самолеты. Эти типы объектов исследованы наиболее полно. Интенсивность отраженного от самолета сигнала существенно зависит от ракурсного угла, под которым он виден, от длины волны и от вида поляризации (рис. 1.7) [100]. Из рис. 1.7 видно, что:

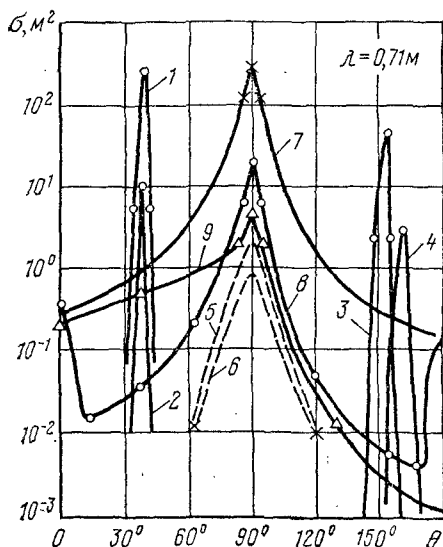


Рис. 1.7. Зависимость ЭПР реактивного самолета от угла, под которым виден самолет (поляризация волны горизонтальная):

1 — передняя кромка крыла; 2 — передняя кромка стабилизатора; 3 — задняя кромка крыла; 4 — задняя кромка стабилизатора; 5 — вершина крыла; 6 — вершина стабилизатора; 7 — фюзеляж; 8 — кабина; 9 — подвесной топливный бак

1) ни один из элементов конструкции самолета не вносит максимального вклада при всех значениях ра-

20

курса цели θ ; 2) основной вклад вносят фюзеляж при $\theta=90^\circ$, передняя кромка крыла при $\theta=40^\circ$ и задняя кромка крыла при $\theta=150^\circ$; 3) величина ЭПР максимальна при отражении от боковой поверхности самолета ($\theta=90^\circ$), минимальная величина ЭПР получается при θ , близких к 0° и 180° .

На рис. 1.8 построена зависимость ЭПР реактивного самолета от длины волны λ при ракурсе $\theta=0^\circ$, т. е. для случая, когда самолет летит на РЛС [100].

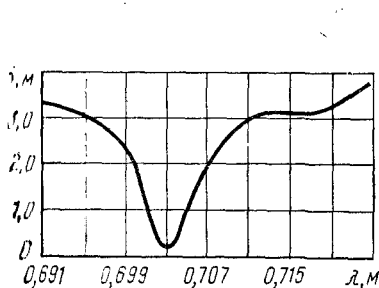


Рис. 1.8. Зависимость ЭПР реактивного самолета от длины волны (поляризация горизонтальная)

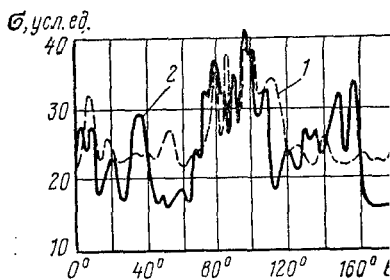


Рис. 1.9. Зависимость ЭПР от ракурса θ и поляризации для частоты $f_n=75$ МГц [100].

Зависимость ЭПР от вида поляризации и от ракурсного угла цели приведена на рис. 1.9. Однако ЭПР цели изменяется также во времени (рис. 1.10). Эти изменения наблюдаются даже при полете самолета в направлении на РЛС, когда азимут остается

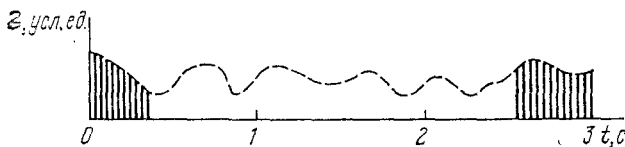


Рис. 1.10. Флуктуации ЭПР реактивного самолета от времени ($\theta=0^\circ$, поляризация горизонтальная) [100]

неизменным, а также не меняются поляризация и частота облучающего сигнала. Это объясняется в основном рысканиями самолета по курсу, тангажу, а также неоднородностями атмосферы, неустойчивостью работы отдельных устройств РЛС, изменением ДН антенны. Спектральный анализ флуктуаций ЭПР во времени показал, что период флуктуаций $T_{\text{фл}}$ изменяется от нескольких секунд на больших дальностях до самолета и уменьшается до 0,1 с при малых дальностях.

В спектр сигналов, отраженных от самолетов с винтомоторными двигателями, входят составляющие, вызываемые вращением винтов самолета, т. е. отраженный сигнал оказывается дополнительно модулированным — «пропеллерная» модуляция (рис. 1.11).

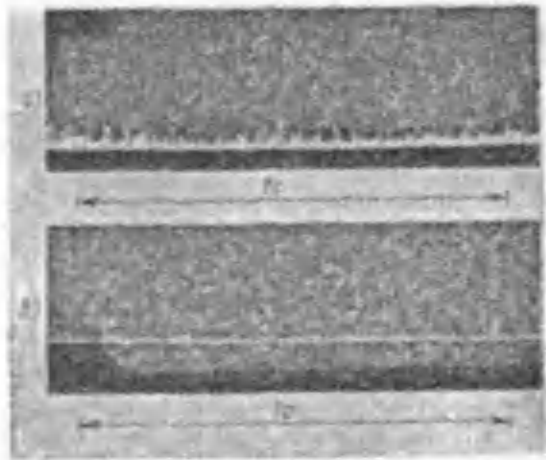


Рис. 1.11. Осциллограммы отраженных сигналов от винтомоторного самолета с «пропеллерной» модуляцией при несущей частоте 1250 МГц (а) и 2810 МГц (б). Частота повторения импульсов 120 Гц

Эта модуляция наиболее интенсивна для сигналов, отраженных от самолета при ракурсных углах $\theta = 90 \dots 270^\circ$ (для турбореактивных самолетов такую модуляцию называют «турбинной»). Анализ этой временной последовательности показывает, что каждый пятый отраженный импульс превышает остальные. Эксперименты приводят

к выводу, что частота огибающей этих импульсов определяется угловой скоростью вращения винта и числом его лопастей [100]. Кроме этого спектр отраженного сигнала содержит составляющие, обусловленные колебаниями и вибрацией корпуса самолета и элементов его конструкции. Вибрации основных отражающих участков, называемых также «блестящими точками», вызывают биения отраженных от них сигналов. Частота модуляции пропорциональна несущей частоте РЛС f_n и частоте вибраций (рис. 1.12). Из рис. 1.12 видно, что при увеличении несущей частоты РЛС возрастает частота огибающей напряжения отраженного сигнала.

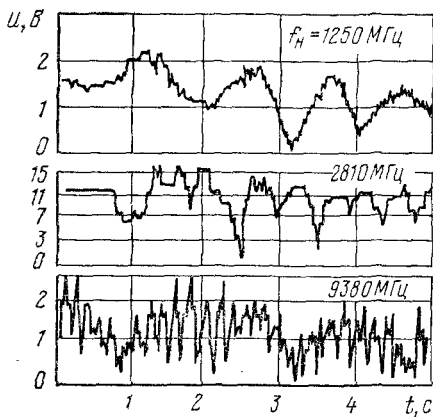


Рис. 1.12. Изменение амплитуды отраженного сигнала от реактивного самолета от времени и от несущей частоты [100]

Искусственные отражатели — это такой класс радиолокационных целей, которые при относительно малых размерах имеют большую ЭПР, которая либо заранее задается, либо может быть легко рассчитана или измерена. Искусственные отражатели часто используют в качестве ложных целей, мишеней для навигации, а также для противорадиолокационной маскировки.

Искусственные отражатели по своей конструкции делятся на [100] уголковые, отражатели типа линзы Люнеберга и отражатели Ван-Атта.

Простейший тип уголкового отражателя показан на рис. 1.13. Чтобы расширить диапазон углов, при которых отражатель имеет большое значение ЭПР, добавляют третью плоскость и получают трехгранный отражатель. Для отражения сигналов в любых направлениях уголковые отражатели объединяют в группы

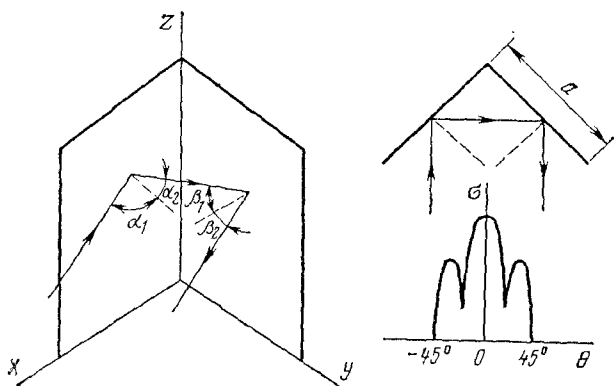


Рис. 1.13. Двухгранный уголкового отражатель и его ЭПР

(рис. 1.14). Равномерную во всех направлениях ЭПР обеспечивает октаэдрный уголкового отражатель, для получения диаграммы ЭПР, практически не зависящий от угла облучения, его делают вращающимся [103].

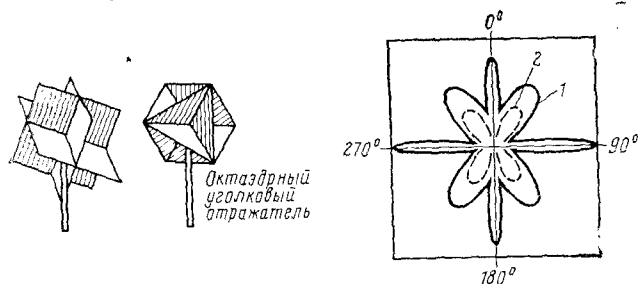


Рис. 1.14. Групповые уголковые отражатели и диаграммы их ЭПР

Отражатель типа линзы Люнеберга состоит из диэлектрического шара и отражающего экрана (металлического зеркала). Диэлектрический шар имеет слой, показатели преломления которых изменяются так, что падающие лучи собираются в точке A поверхности шара (рис. 1.15). Линза Люнеберга фокусирует энергию и обладает значительной ЭПР. Например, линза Люнеберга с диаметром 0,3 м имеет ЭПР $\sigma = 65 \text{ м}^2$ [100].

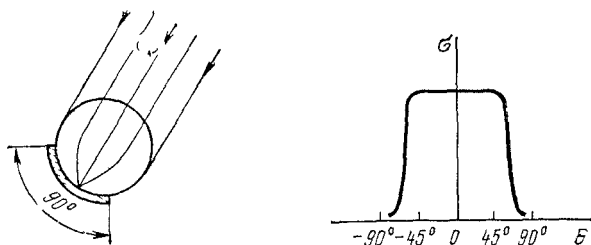


Рис. 1.15. Отражатель типа линза Люнеберга и его ЭПР

Зависимость ЭПР от ракурсного угла у линзы Люнеберга носит более равномерный характер, чем у любого из одиночных уголкового отражателя. Как видно из рис. 1.15, для размера отражающего экрана, составляющего 90° от всей величины окружности, ширина диаграммы ЭПР равна $\pm 45^\circ$. При увеличении размера отражающего экрана диаграмма ЭПР сужается. Так, для размера экрана 140° диаграмма ЭПР $\pm 20^\circ$ [100]. Иногда для получения всенаправленного излучения используют шар с проводящей поверхностью.

Отражатель Ван-Атта представляет собой плоскую металлическую пластину, т. е. отражающий экран с закрепленными на нем несколькими рядами вибраторов (рис. 1.16). Симметричные отно-

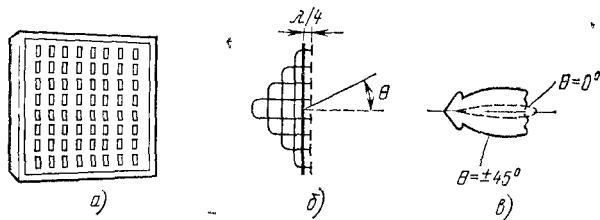


Рис. 1.16. Отражатель Ван-Атта для частоты $f_n = 3 \text{ ГГц}$:

a — общий вид; b — вид сбоку (экран и отрезки коаксиальных линий одинаковой длины); c — диаграмма ЭПР

сительно центра экрана вибраторы (дипольные пары) соединены один с другим коаксиальными линиями одинаковой длины. Вибраторы расположены на расстоянии $\lambda/4$ от плоской металлической пластинки. Система симметричных вибраторов образует антенную решетку, которая отражает падающие радиоволны. Величина ЭПР для отражателя Ван-Атта при угле падения облучающей волны, близком к нормали, т. е. при $\theta = 0$, примерно равна ЭПР плоской

пластины, размеры которой равняются размерам металлического экрана отражателя Ван-Атта. При $\theta = \pm 45^\circ$ ЭПР отражателя Ван-Атта уменьшается, но ее величина больше ЭПР углового отражателя, линейные размеры которого соизмеримы с отражателями Ван-Атта.

Основным достоинством отражателя Ван-Атта является то, что такой отражатель можно реализовать в виде печатных схем и полосковых линий [100].

Птицы. Сигналы, отраженные от летящих птиц, приводят к появлению отметок на индикаторах РЛС, что существенно затрудняет обнаружение и измерение координат воздушных объектов. Однако существуют признаки, позволяющие отличать птиц от других объектов. Прежде всего это скорость перемещения птиц и характерные особенности траекторий их полета.

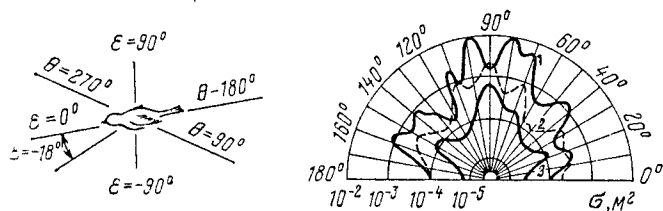


Рис 1.17. Эффективная площадь рассеяния одиночных птиц при угле места $\varepsilon = 18^\circ$:

1 — голубь; 2 — скворец, 3 — воробей

Исследования птиц как радиолокационных целей в сантиметровом диапазоне волн показали, что тело птицы отражает более 70% энергии падающей электромагнитной волны, так как состав его является водным, остальная энергия рассеивается оперением [100].

Диэлектрическая постоянная оперения птиц в сантиметровом диапазоне волн равна 1,34. Для одиночных птиц в этом диапазоне были сняты характеристики ЭПР (рис. 1.17). Из диаграммы ЭПР видно, что ЭПР максимальна при

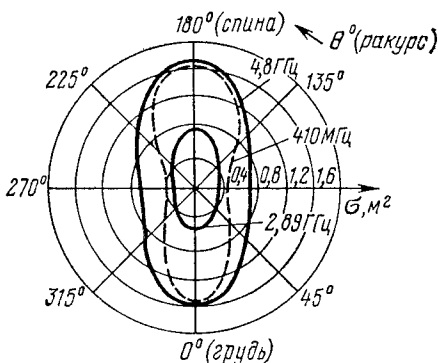


Рис. 1.18. Экспериментальные ЭПР человека в зависимости от частоты при вертикальной поляризации падающей радиоволны [100]

отражении радиоволн с боковой стороны птицы, т. е. со стороны крыльев. Результаты экспериментов, проведенных на птицах с учетом размаха крыльев, незначительно отличаются от того, что получается при экспериментах без учета размаха крыльев [100—112].

Люди. Во многих случаях практический интерес представляет знание отражающих свойств человека как радиолокационного объекта (рис. 1.18). Эксперименты показали, что имеется пропорциональная связь между массой человека и его ЭПР, которая зависит также и от частоты облучающего сигнала [5]:

Частота, МГц	ЭПР, м ²
410	0,033...2,33
1120	0,098...0,997
2890	0,140...1,05
4800	0,368...1,88
9375	0,495...1,22

1.6. ПРИМЕНЕНИЕ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ

Пассивные локаторы по типу используемых локационных характеристик объектов делятся на радиотеплолокаторы и радиолокаторы по бортовым источникам радиоизлучений (аппаратура обеспечения безопасности полетов, системы управления оружием, активные помехи средствам ПВО, непреднамеренные излучения и т. д.) *.

Распознавание с помощью радиотеплолокаторов. В качестве информации для распознавания используется естественное радиоизлучение целей теплового происхождения [79]. Характеристиками радиотеплового излучения являются амплитудно-частотный спектр, поляризация, интенсивность излучения и т. д.

Спектральный состав радиотеплового излучения отличается широким диапазоном частот, а также тем, что спектральная плотность мощности R_0 , Вт/(Гц·м²), является флуктуирующей и в полосе 1 Гц с 1 м² излучателя на частоте f определяется по формуле Планка:

$$R_0 = 2\pi f^3 h / c^2 e^{\frac{hf}{kT}} - 1,$$

где $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ — постоянная Планка, Дж/с; $c = 3 \times 10^8$ — скорость распространения света, м/с; $k = 1,38 \times$

* Возможно также распознавание путем измерения электрического поля объектов — см. приложение 1.

$\times 10^{-23}$ — постоянная Больцмана, Дж/К; f — частота, Гц; T — температура излучателя, К.

Для определения частоты f_m , МГц, на которой спектральная плотность мощности максимальна, применяется формула Вина:

$$f_m = 1,03 \cdot 10^5 T.$$

Расчеты показывают [99], что для излучателей, имеющих комнатную температуру с площадью 1 м^2 , суммарная мощность теплового излучения равна 478 Вт, частота соответствует длине волны 9,6 мкм, а на волнах, длиннее 1 мм, излучается мощность 8 мВт, т. е. примерно 0,001% общей мощности излучения.

При увеличении температуры объектов доля мощности, приходящая на радиодиапазон, сокращается. Тем не менее, из-за высокой чувствительности приемных устройств и относительно незначительного затухания радиоволн радиотепловое излучение объектов принимается с больших расстояний, чем световое и инфракрасное излучения. Следует отметить, что диаграммы направленностей (ДН) радиотепловых излучателей обладают гораздо большей равномерностью, чем ЭПР вторичного излучения, так как радиотепловое излучение определяется совокупностью не зависящих друг от друга излучателей.

В качестве объектов, которые могут распознаваться по их радиотепловому излучению, по мнению иностранных специалистов, могут быть асфальтовые и бетонные покрытия дорог и аэродромов, типы реактивных самолетов (по факелам двигателей), виды летательных аппаратов при полете в атмосфере со сверхзвуковыми скоростями (по характеристикам плазмы); типы кораблей по виду контрастов различных элементов конструкций корабля, айсберги и т. д. [79].

Аппаратурная реализация радиотеплолокационных методов осуществляется с помощью радиометров, представляющих собой широкополосные приемники супергетеродинного типа или прямого усиления. Как правило, с их помощью определяют лишь среднюю мощность сигналов и угловые координаты объектов. Однако следует учитывать, что на работу радиотеплолокаторов оказывают существенное мешающее воздействие излучения земной поверхности, атмосферы, облаков, Солнца и т. д. Поэтому дальности, на которых может осуществляться распознавание, ограничены сотнями метров [79].

Распознавание с помощью пассивных радиолокаторов по бортовым источникам радиоизлучений. Как уже отмечалось, бортовыми источниками радиоизлучений могут быть: РЛС управления оружием, станции обеспечения безопасности полетов, помеховые излучения, предназначенные для подавления РЛС, в частности, по спектральным плотностям помех, числу передатчиков помех,

их поляризационным характеристикам, по траекторным признакам источников излучений и т. д.

Распознавание по помеховым излучениям возможно в связи с тем, что форма помеховых сигналов является устойчивой и зависит от типа генераторных и усилительных приборов, элементов антенно-фидерного тракта и т. д. [105].

В качестве примера распознавания помеховых сигналов можно отметить устройство, описанное в пат. США № 4.042.927 (опубликован в 1977 г., заявлен 25.07.1971 г.). Это устройство представляет собой триангуляционный комплекс для разрешения и сопровождения постановщиков активных помех. Комплекс состоит из двух триангуляционных пунктов, спецвычислителей, пункта обработки информации и обычной РЛС. Для сопровождения помехопостановщиков с целью исключения ложных пересечений в нем осуществляется их распознавание, которое основано на статистической информации об активных помехах. Конкретно, какие именно характеристики используются для распознавания, в патенте не раскрывается.

17 КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ РАСПОЗНАВАНИЯ

Возможно несколько подходов к классификации методов распознавания по типу зондирующего сигнала (рис. 119), виду используемой радиолокационной ин-

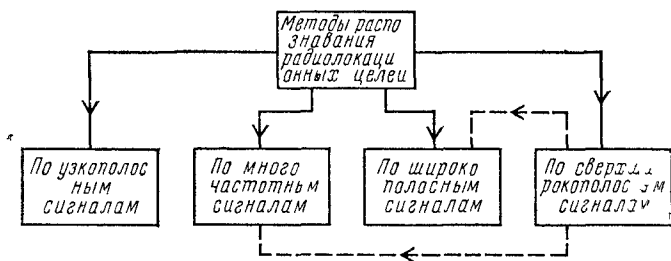


Рис 119 Первый вариант классификации методов радиолокационного распознавания

формации (рис. 1.20) и т. д. Наиболее широко используется классификация методов распознавания по типу

зондирующего сигнала [13, 17, 21, 30, 39, 47]. Эта классификация и применена в данной книге.

При многочастотных сигналах для распознавания целей используются следующие свойства сигналов и целей: 1) импульсная характеристика цели, а также ее передаточная функция, полученная путем Фурье-преобразования импульсной характеристики либо излучения серии дискретных сигналов со спектром частот $0 \dots \infty$ (на практике число дискретных частот выбирают около 10); 2) собственные резонансы цели (измеряют фазовые сдвиги, вносимые целью при ее облучении двумя когерентными гармоническими сигналами кратных частот); 3) поляризационные характеристики отраженных многочастотных сигналов; 4) флуктуации ЭПР (для оценки размеров цели); 5) интенсивность принимаемых сигналов на разных частотах.

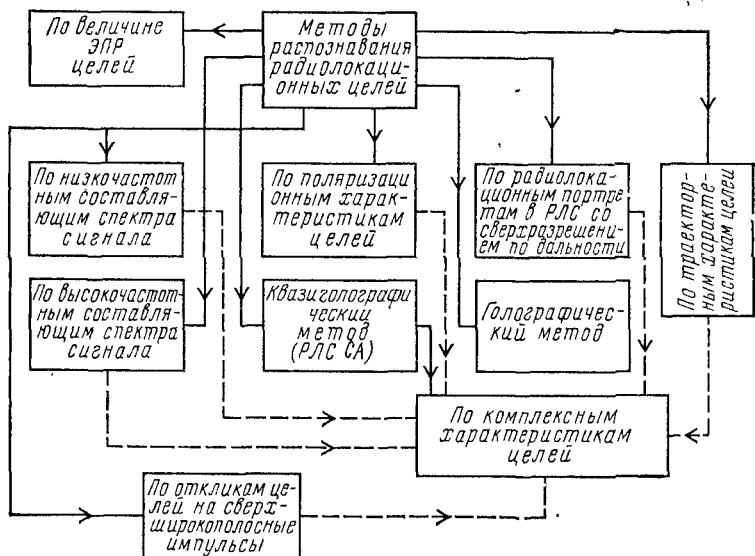


Рис. 1.20. Второй вариант классификации методов радиолокационного распознавания

Методы распознавания целей с помощью широкополосных сигналов основаны на использовании: 1) импульсной характеристики цели, полученной излучением импульса малой длительности (десятки пикосекунд), или передаточной функции, полученной Фурье-преобразованием импульсной характеристики; 2) структуры сжатого сигнала, представляющего собой одномерное радиолокационное изображение цели; 3) одновременной информации о «турбинной» модуляции, структуре сжатого сигнала и флуктуациях ЭПР.

В последующих главах эти методы будут рассмотрены более подробно.

МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

2.1. МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ ЦЕЛЕЙ ПУТЕМ ОЦЕНКИ ИХ ПОПЕРЕЧНЫХ РАЗМЕРОВ ПО ФЛУКТУАЦИЯМ ЭПР

Информативными признаками для распознавания аэродинамических целей считаются флуктуации значений из ЭПР, а также спектры флуктуаций ЭПР, ширина которого различна в зависимости от класса целей. Эти два информативных признака называют амплитудными и частотными флуктуациями соответственно [5].

Задача распознавания радиолокационных целей в пат. ФРГ № 1.541.652 решается путем введения двух запоминающих устройств (ЗУ) эталонов и двух сравнивающих устройств. В них осуществляется сравнение эталонных значений амплитудных и частотных флуктуаций с соответствующими экспериментальными значениями, полученными радиолокатором.

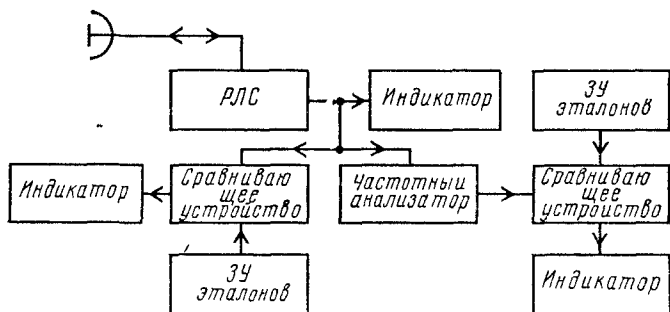


Рис 2.1 Структурная схема устройства распознавания

Структурная схема устройства распознавания изображена на рис. 2.1. Часть видеосигнала РЛС поступает параллельно к сравнивающему устройству и частотному анализатору. К другому входу сравнивающего устройства подключается ЗУ эталонов, в котором хранится информация об амплитудных флуктуациях, известных и характерных для ряда радиолокационных целей. При совпадении сравниваемых величин амплитудных флуктуаций в сравнивающем устройстве на инди-

каторном устройстве отображается тип радиолокационной цели.

Частотный анализатор позволяет наблюдать частотные флуктуации в диапазоне 5...200 Гц. В этом диапазоне частот лежит спектр флуктуаций ЭПР всех аэродинамических целей. Частотный анализатор должен обладать разрешающей способностью по частоте в несколько герц.

В ряде случаев для распознавания целей достаточно сравнивать только амплитудные или только частотные флуктуации с эталонными флуктуациями.

В патенте ФРГ № 1541.652 не раскрывается, каким образом учитывается случайный характер диаграммы ЭПР, ее зависимость от ракурсного угла при сравнении значений флуктуаций от РЛС с эталонными значениями в ЗУ. Следует также отметить, что спектр флуктуаций ЭПР занимает диапазон до 400 Гц [2]. Поэтому частотный анализатор должен анализировать частоты 5...400 Гц [2].

При использовании ЭПР в качестве признака для распознавания полезно знать, что если распознаваемый объект может быть представлен в виде линейной структуры изотропных рассеивателей, находящихся на прямой линии, то структура может быть полностью определена из части диаграмм ЭПР [106]. Допустимые размеры этой части диаграммы ЭПР будут минимальны, если структура наблюдается сбоку, а длина волны облучающего сигнала значительно меньше линейных размеров структуры.

В работе [10] рассматривается способ распознавания аэродинамических целей, основанный на анализе амплитудных флуктуаций отражаемых от них радиолокационных сигналов. Распознавание целей осуществляется с помощью когерентной обзорной РЛС L -диапазона (1...2 ГГц), которая имеет характеристики [10]: период обзора 10 с, период следования зондирующих импульсов 2 мс, длительность пачки отраженных сигналов 30 мс. РЛС позволяет распознавать только два класса целей, например «реактивный самолет — винтовой самолет» или «небольшой самолет — стая птиц». Время распознавания зависит от требуемой вероятности распознавания P_c и составляет 10 с при $P_c = 0,84$, а при $P_c = 0,93$ — около 30 с. Вероятность распознавания целей повышается при накоплении данных за несколько обзоров.

В работах [34, 35] отмечается, что актуальной задачей в радиолокации является распознавание птиц. Для решения этой задачи предлагается [34] использовать флуктуации амплитуд, вызываемые колебательными движениями крыльев и других частей тела птиц, а также вследствие самого полета стаи. Отмечается, что обзорные импульсные РЛС можно применять только для получения приблизительной информации о флуктуациях амплитуд, а более точную информацию о спектральных составляющих сигналов, отраженных от птиц, можно получить лишь с помощью доплеровских РЛС с непрерывным излучением.

Было отмечено [35], что существует связь между ЭПР птиц и их массой. Например, исследования, проведенные на РЛС S-диапазона 2...4 ГГц с вертикальной поляризацией, показали, что средняя ЭПР скворца массой 70 г составляет 10^{-3} м², а утка массой 1 кг имеет ЭПР 10^{-2} м². Сигнал, отраженный от птиц, характеризуется довольно четкой амплитудной модуляцией, а частота модуляции обратно пропорциональна размеру птиц. Различные виды птиц с размерами от ласточки до цапли имеют частоту взмахов крыла в пределах 2...10 Гц [35]. В полете после определенного числа взмахов крыльев наступает период отдыха, т. е. без взмахов крыльев, что соответствует отсутствию флуктуаций отраженных сигналов. Скорости птиц изменяются в пределах 32...56 км/ч.

Используя информацию о скорости полета, строе стаи («клин» и т. д.), частоте и характере взмахов крыльев птиц, авторы работы [34] утверждают, что можно распознавать даже вид птиц. Это подтверждено результатами, полученными английскими исследователями с помощью обзорной РЛС, установленной на вершине горы у Гибралтарского пролива. С индикатора кругового обзора такой РЛС был снят фильм с образами (строями) полетов и маршрутами различных видов мигрирующих птиц.

2.2. МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ ЦЕЛЕЙ

ПО МОДУЛЯЦИОННЫМ ЭФФЕКТАМ ТУРБИН

И ШУМОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

Проведенные исследования доплеровского изменения частоты сигналов [5], отраженных сложной целью, показывают, что спектры таких сигналов содержат доплеровские спектральные составляющие от вращающихся

си (колеблющихся) частей самолета (лопаток реактивных турбин или винтов) и непрерывный спектр, обусловленный движением самолета с радиальной скоростью v_r . Этот спектр располагается по обе стороны от средней доплеровской частоты F_d , и ширина спектра составляет 5...40 Гц (см. рис. 1.3). Расширение спектра вызывается случайными перемещениями цели, включающими рыскания, а также изменения углов крена и тангажа, которые вызывают, в свою очередь, вращение искаженного фазового фронта электромагнитной волны, отражаемой целью. Сканирование антенны РЛС также приводит к появлению боковых спектральных составляющих.

Спектральные составляющие, обуславливаемые лопастями компрессора реактивного двигателя, зависят от частоты вращения ротора компрессора и сдвинуты относительно $F_d = 2v_r/\lambda$ по частоте на 2...10 кГц. Спектр от пропеллерной модуляции сдвинут относительно F_d по частоте на 0,8 кГц, что, очевидно, связано с меньшей частотой вращения пропеллера. Видимо, для других условий полета самолета и других типов самолетов спектральные составляющие F_d будут иметь другой частотный сдвиг.

В работе [6] проведен анализ мешающих нормальному функционированию РЛС спектральных составляющих в спектре отраженного сигнала. Их источниками могут быть: тепловые шумы, отражения от местных предметов, помехи, многопутное отражение, флуктуации координат целей и принимаемого сигнала, условия распространения в атмосфере, а также нестабильности характеристик элементов РЛС. Спектральные составляющие от этих источников будут увеличивать ошибки при распознавании целей. Отмечается, что из-за вибраций и модуляции, обусловленной реактивным двигателем, спектральные линии расширяются от F_d вплоть до нескольких сотен герц. В качестве среднего расширения предлагается принимать полосу частот $\Delta F_d = 10$ Гц на уровне 3 дБ, что согласуется с результатами в работе [5].

В работе [19] анализируются проблемы влияния «турбинной» модуляции на точность измерения скорости аэродинамических целей и их сопровождения по дальности для сглаживания траекторий движения самолетов в системах управления воздушным движением (УВД).

Отмечается, что причиной неустойчивой работы при сопровождении самолетов импульсно-доплеровскими РЛС является подверженность принимаемых эхо-сигналов паразитной комбинированной АМ-ЧМ модуляции. В статье не приводятся конкретных цифровых данных о временных и частотных характеристиках «турбинной» модуляции. Однако в ней говорится, что наличие «турбинной» модуляции в отраженных сигналах может быть использовано когерентными импульсно-доплеровскими радиолокаторами для идентификации аэродинамических целей, а также для выявления их маневра.

«Турбинная» модуляция проявляется часто, а именно 80% данных об азимуте цели содержали некоторую модуляцию, обычно наблюдаемую на дальностях $r < 0,66r_{\max}$. Гораздо чаще «турбинная» модуляция наблюдалась на меньших дальностях [20, 19].

Основной эффект «турбинной» модуляции проявляется в головном и хвостовом направлениях, и очень слабой получается модуляция, когда лопасти турбин загорожены корпусом самолета. Отмечается, что спектр «турбинной» модуляции определяется некоторым фундаментальным параметром, зависящим от конструкции и параметров двигателя (конкретно от какого параметра в статье не указывается).

Винтовой самолет [20] модулирует зондирующий сигнал вследствие вращения лопастей винта на основной частоте вращения и на ее гармониках. Турбовинтовой самолет производит также модуляцию, но на более высоких частотах.

РЛС с высокой частотой повторения импульсов F_n позволяет получать в спектре отраженного сигнала спектральные составляющие, обусловленные «турбинными» и «пропеллерными» модуляциями со значениями частоты от 0 до $F_n/2$. Как показали эксперименты, слуховой аппарат человека может решать задачу распознавания турбовинтовых и винтовых самолетов [20]. Здесь следует отметить, что в зарубежных РЛС еще во время второй мировой войны применялась звуковая индикация*. В данном эксперименте использовалась им-

* Один из первых методов распознавания самолетов путем звуковой модуляции был реализован в 1934 г. Б. К. Шембелем в Ленинградском электрофизическом институте. В РЛС «Рapid» использовалось непрерывное излучение. Самолеты фиксировались путем прослушивания биений, вызванных интерференцией прямой и отраженной волн (дальность 3 ... 7 км).

пульсно-доплеровская РЛС слежения с высокой частотой повторения импульсов.

Если скорость цели относительно антенны РЛС постоянна, то будет иметь место фазовая модуляция сигнала, которая приведет к доплеровскому сдвигу частоты всего спектра принятого сигнала относительно частоты f_n переданного ВЧ сигнала.

В результате детектирования принятых сигналов оказывается, что винтомоторный самолет осуществляет синусообразную модуляцию сигнала, которая создает звук, похожий на звук самолета, пролетающего над головой. Турбореактивным самолетом создается звук, похожий на вой. Модуляции самолетов, удаляющихся друг от друга, образуют звуки различной тональности по мере роста ускорения. В ходе эксперимента по записи радиолокационных сигналов от турбореактивных самолетов сигналы были получены для трех случаев:

1) некогерентные сигналы — после детектирования и стробирования по дальности на выходе каскада УПЧ приемника;

2) когерентные сигналы — в результате умножения принятого эхо-сигнала и зондирующего сигнала в фазовом детекторе (далее этот сигнал будет называться нефильтрованным);

3) фильтрованный сигнал был получен путем пропуска когерентного сигнала через фильтр для устранения частотных искажений, вызванных отражениями от местных предметов и других НЧ составляющих спектра.

Во всех трех случаях использовались фильтры нижних частот (ФНЧ) с крутой амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и резонансной частотой $f_{рез}$. Запись сигналов осуществлялась двухканальным регистрирующим прибором типа «Амрех-306» со скоростью 0,1778 м/с.

Записанные сигналы предлагались двум операторам для распознавания. Производились следующие виды распознавания: определить, имеет ли самолет один или два двигателя; распознать изменения скорости; оценить наличие одного или двух самолетов; распознать поворот самолета на 180° . Из анализа результатов [10] можно сделать вывод, что достаточно опытные операторы могут с достоверностью $P=0,7 \dots 0,8$ распознавать тип и характер самолета при использовании некогерентных и нефильтрованных когерентных сигналов. Об-

тисный переключатель (АП) и излучаются в пространство. Ключ отпирается сигналами модулятора только на время прихода синхронизирующих импульсов. Отраженные от распознаваемых объектов эхо-сигналы через антенну и антенный переключатель подаются на приемник. С выхода приемника сигналы поступают одновременно на индикаторы кругового обзора, а также на ключ в канале распознавания. Ключ управляется строб-импульсом по дальности, который формируется путем подачи синхронизирующего импульса с выхода модулятора на линию задержки ЛЗ с переменным временем задержки. Этим обеспечивается прохождение через ключ эхо-сигналов от целей на требуемой дальности, т. е. от тех, которые требуется распознать.

С выхода ключа эхо-сигналы на радиочастоте поступают на смеситель, другой вход которого соединен с генератором СВЧ. Со смесителя сигналы воздействуют на фильтр нижних частот, который пропускает только сигналы звуковой частоты, несущие информацию о распознаваемом объекте. Эти сигналы поступают на устройства воспроизведения образа цели, в качестве которых могут использоваться головные телефоны.

2.3. МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ОТЛИЧИЯМ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

Этот метод [8] распознавания объектов основан на анализе поляризационных структур сигналов, отражаемых целями. Известно, что при облучении объекта сложной формы сигналом с линейной поляризацией принимаются два отраженных сигнала. Один из них имеет поляризацию, совпадающую с поляризацией зондирующего сигнала (т. е. коллинеарную поляризацию), а поляризация второго отраженного сигнала ортогональна поляризации зондирующего сигнала. Это так называемая перекрестная поляризация (кросс-модуляция).

Информацию о поляризационной структуре несет поляризационная матрица (см. § 1.3). Принцип распознавания основан на том, чтобы исследовать члены матрицы в той последовательности, которая реализуется при наблюдении за объектом. Результаты воспроизводятся графически, нанося на каждый радиус-вектор значение восьми (или шести) элементов σ_{kl} и φ_{kl} . После

этого по концам радиус-векторов может выполняться построение характерной поверхности распознаваемого объекта, которая присуща для данной частоты зондирующего сигнала данному объекту.

Автор изобретения (пат. США № 4.035.797) утверждает, что для простых радиолокационных объектов отношение амплитуд сигналов с коллинеарной и перекрестной поляризациями является всегда практически постоянной величиной. В то же время для объектов сложной формы отношение амплитуд сигналов с коллинеарной и перекрестной поляризациями меняется вместе с изменением расстояния между РЛС и объектом. Анализ этого отношения позволяет определить сложность объекта, а также произвести идентификацию и распознавание цели.

Повышение эффективности распознавания может быть достигнуто путем излучения не одного, а двух сигналов с разными поляризациями излучения (вертикальной и горизонтальной) и последующим анализом отраженных сигналов на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух перекрестных).

Структурная схема РЛС с устройством распознавания изображена на рис. 2.3. Важнейшим элементом РЛС является генератор СВЧ. Он формирует сигналы, частота которых меняется скачками от значения f_1 к значению f_2 , а затем опять к f_1 и т. д. Частота генератора меняется под действием управляющих импульсов, поступающих с генератора прямоугольных импульсов (ГПИ). Выход СВЧ генератора подключен к коммутатору. Последний периодически подключает выход СВЧ генератора к циркуляторам через волноводы.

Коммутатор работает синхронно с ГПИ. Прямоугольные импульсы генератора попеременно подключают выход СВЧ генератора к циркуляторам 1 и 2.

Сигнал с выхода циркулятора 2 идет к антенне по своему волноводу. При этом формируется СВЧ сигнал с вертикальной поляризацией. Выходной СВЧ сигнал циркулятора 1 подводится к антенне по другому волноводу. Этот волновод имеет участок, который ориентирован перпендикулярно к волноводу циркулятора 2 в точке соединения с антенной. Следовательно, поляризация сигнала циркулятора 2 будет ортогональна поляризации сигнала циркулятора 1. Так формируется СВЧ сигнал с горизонтальной поляризацией.

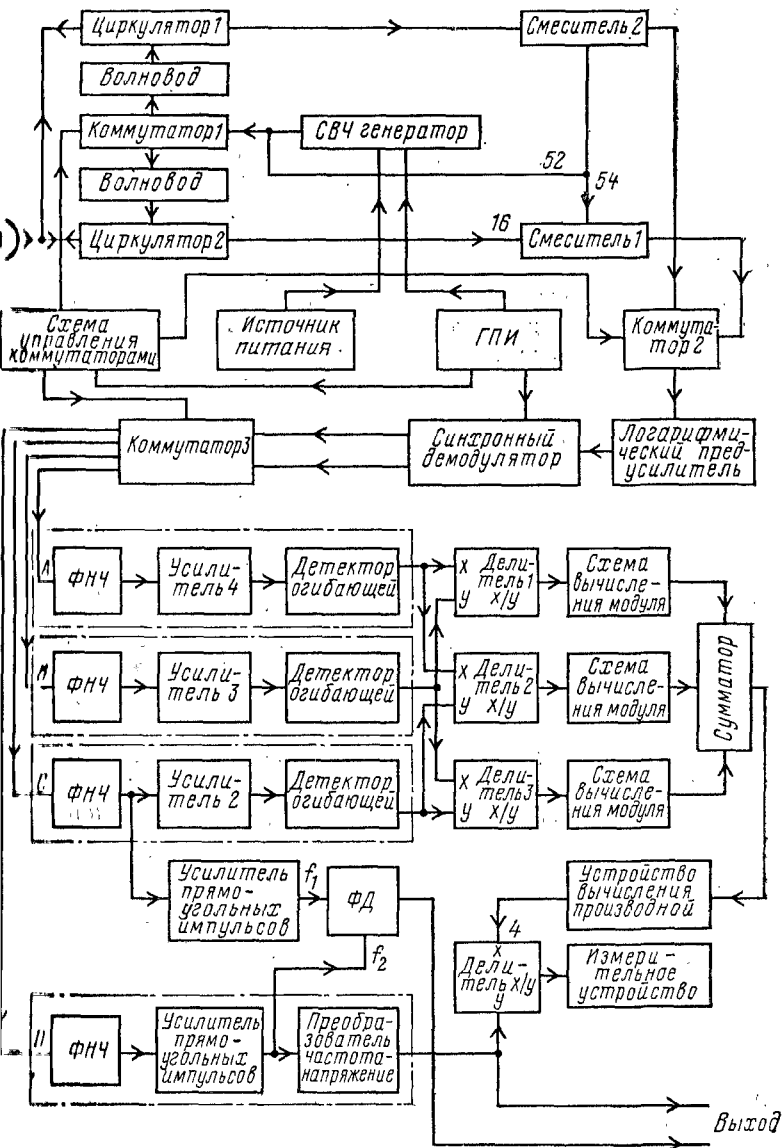


Рис. 2.3. Структурная схема РЛС распознавания целей
[пат. № 4.035.797 (США)]

Периодическая работа коммутатора 1 обеспечивает формирование СВЧ сигнала с вертикальной поляризацией на частоте f_1 (идущего к антенне от циркулятора 2) и СВЧ сигнала с горизонтальной поляризацией на частоте f_2 (поступающего к антенне от циркулятора 1).

Отраженные от объекта сигналы с вертикальной поляризацией принимаются антенной и через волновод, циркулятор 2 и волновод подаются на смеситель 1. Образующиеся за счет перекрестной поляризации горизонтально поляризованные СВЧ сигналы с частотой f_1 , принятые антенной от объекта, будут рассмотрены ниже как сигналы с перекрестной поляризацией.

Когда же коммутатор 1 подключает антенну к циркулятору 1, отраженные сигналы с горизонтальной поляризацией поступают на смеситель 2. Образующиеся за счет перекрестной поляризации вертикально поляризованные сигналы с частотой f_2 являются также сигналами с перекрестной поляризацией. Они воздействуют на смеситель 1.

Часть мощности СВЧ генератора через волноводы поступает на камеры смесителей 1 и 2. На выходах каждого из смесителей имеется сигнал с доплеровской частотой, соответствующей принятому сигналу.

Коммутатор 2 пропускает на выход непрерывно повторяющуюся последовательность сигналов с доплеровской частотой, соответствующих принятым сигналам:

- 1) с коллинеарной вертикальной поляризацией на частоте f_1 ;
- 2) с перекрестной горизонтальной поляризацией на частоте f_2 ;
- 3) с коллинеарной горизонтальной поляризацией на частоте f_1 ;
- 4) с коллинеарной горизонтальной поляризацией на частоте f_2 .

Группы сигналов с выхода демодулятора поступают на четырехпозиционный электронный коммутатор 3, селективно соединяющий один из своих выходов с каналами A, B, C, D .

Коммутатор 3 работает синхронно с генератором прямоугольных импульсов. Он подключает выходные сигналы синхронного демодулятора с доплеровскими частотами, соответствующими принятым сигналам, к одному из каналов A, B, C, D . Эти сигналы подаются в такой непрерывно повторяющейся последовательности:

1) канал A — сигнал с коллинеарной вертикальной поляризацией на частоте f_1 ;

2) канал B — сигнал с перекрестной горизонтальной поляризацией на частоте f_2 ;

2) канал C — сигнал с коллинеарной горизонтальной поляризацией на частоте f_1 ;

4) канал D — сигнал с коллинеарной горизонтальной поляризацией на частоте f_2 .

Синхронная работа коммутаторов 1, 2 и 3 обеспечивается специальной системой управления коммутаторами, которая, в свою очередь, управляется ГПИ. Прямоугольные радиоимпульсы поступают на один вход фазового детектора (ФД), на второй вход которого подаются прямоугольные радиоимпульсы с выхода импульсного усилителя, получаемые при обработке СВЧ сигнала с частотой f_2 . Выходное напряжение фазового детектора является сигналом, пропорциональным фазовому сдвигу между двумя доплеровскими сигналами.

Каждый из делителей 1, 2, 3 предназначен для деления величины сигнала на входе x на величину сигнала на входе y .

Таким образом, делитель 1 выдает сигнал, представляющий отношение принятого коллинеарного вертикально поляризованного сигнала к принятому перекрестно-поляризованному сигналу. Делитель 2 вырабатывает сигнал, представляющий отношение принятого коллинеарного вертикально поляризованного сигнала к принятому коллинеарному горизонтально поляризованному сигналу. Делитель 3 формирует сигнал, представляющий отношение принятого коллинеарного горизонтально поляризованного сигнала к принятому перекрестно-поляризованному сигналу.

Как уже отмечалось, при изменениях расстояния значение каждого отношения x/y делителей 1...3 является практически постоянным для простых радиолокационных целей и изменяется в широких пределах для сложных радиолокационных целей. Таким образом, выходной сигнал устройства вычисления производной практически равен нулю при изменении расстояния для простых целей и возрастает от нуля при наличии сложных целей. Для формирования сигнала, характеризующего сложность цели и обеспечивающего тем самым возможность распознавания, выходной сигнал устройства вычисления производной делится на величину выходного сигнала преобразователя «частота — напряже-

ние». Сигнал этого преобразователя характеризует диапазон скорости изменения расстояния между РЛС и целью. Вышеуказанная операция деления осуществляется с помощью делителя 4, выходное напряжение которого непосредственно характеризует сложность цели и может быть использовано, например, с помощью измерительного устройства для распознавания целей.

В пат. США № 4.106.014 описываются метод и устройство для распознавания цели путем сравнения амплитуд двух эхо-сигналов с взаимно ортогональной поляризацией. Изобретение предназначено для распознавания военных автотранспортных средств и отличия их от гражданских.

Основная особенность конструкции военных автомобилей заключается в том, что их кузова имеют коробовидную форму. Как показывают эксперименты, прямоугольные кузова машин отражают большое количество энергии на ортогональной поляризации, если в РЛС использована линейная поляризация с углом наклона плоскости поляризации 45° к горизонту. Гражданские автомобили, имеющие плавную форму, не создают мощных отражений на ортогональной поляризации.

Функциональная схема РЛС для распознавания цели согласно упомянутому патенту изображена на рис. 2.4. Она включает в себя приемопередающую антенну $W1$ с линейной поляризацией под углом 45° , а также приемную антенну $W2$ с линейной поляризацией — 45° .

Антенна $W1$ позволяет излучать и принимать электромагнитные волны, поляризованные под углом $+45^\circ$ к поверхности земли. Антенна $W2$ только принимает отраженные радиоволны, поляризованные под углом -45° к поверхности земли. Выход антенны $W1$ подключен ко входу антенного переключателя (АП), который поочередно подключает антенну к передатчику РЛС и приемнику. Выход последнего соединен с амплитудным индикатором (например, осциллографом), предназначенным для индикации эхо-сигналов целей на всех дальностях. Триггер управляет работой передающего устройства. Одновременно импульсы триггера через линию переменной задержки (ЛЗ) поступают на схемы стробирования по дальности.

Таким образом, осуществляется селекция распознаваемых целей по дальности. На выходе первой схемы

стробирования формируются видеоимпульсы цели отрицательной полярности, а на выходе второй — положительной полярности. Так как видеоимпульсы, поступающие на сумматор, имеют противоположную полярность, на выходе сумматора полярность импульсов будет определяться полярностью наибольших по амплитуде суммируемых импульсов. Диод *V1* пропускает только положительные видеоимпульсы из сумматора на вход измерительного прибора. Таким образом, на вход измерительного прибора импульсы будут подаваться только в том случае, когда амплитуда положительных видеоимпульсов с выхода второго приемника превысит амплитуду отрицательных видеоимпульсов с первого приемника.

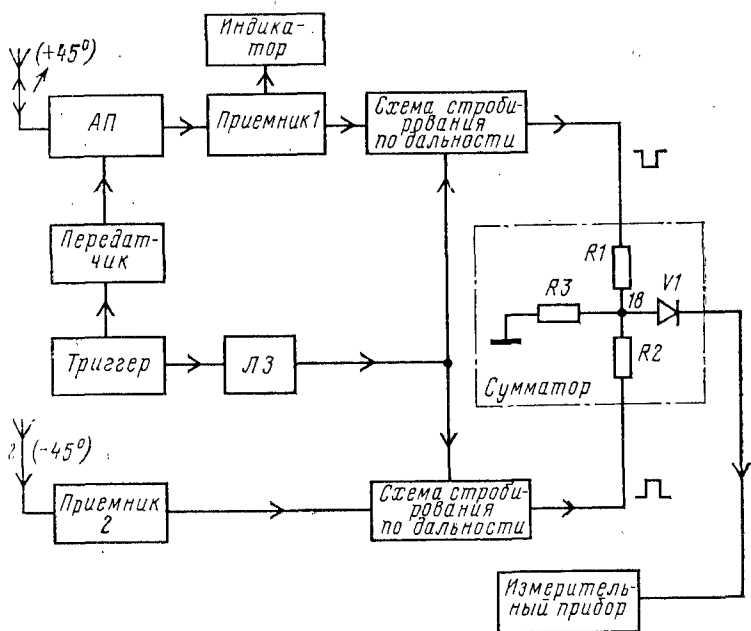


Рис. 2.4. Функциональная схема РЛС распознавания целей

Как уже отмечалось, по мнению автора патента, прямоугольные кузова военных машин создают мощные отражения на ортогональной поляризации -45° , которые превышают отражения на основной поляризации $+45^\circ$. В этом случае диод *V1* открывается, и измерительный прибор регистрирует наличие таких целей.

2.4. МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО ИНТЕНСИВНОСТИ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА

Известен метод (пат. США № 3.978.480) распознавания целей по интенсивности радиолокационных сигналов. Он используется в американских корабельных РЛС обзорного типа.

Цель на экране ИКО корабельной РЛС представляется в виде светящейся отметки. Размеры этой отметки по дальности определяются длиной корабля, которая может достигать 400 м для судов водоизмещением в несколько сотен тысяч тонн. Размеры отметки по азимуту зависят от угла наблюдения θ , который уменьшается по мере увеличения расстояния между РЛС и целью (кораблем). Оценочные расчеты показывают, что в пределах дальности 8...16 морск. миль* цель — корабль длиной 400 м — характеризуется углом наблюдения $1,6...1,8^\circ$, а на дальностях 0,5...1 морск. миль этот угол составляет $14...26^\circ$. Естественно, что по форме отметки опытный оператор может произвести идентификацию цели.

Сущность предлагаемого метода распознавания заключается в квантовании принятого сигнала в некотором элементе сканируемой поверхности, представлении его в виде матрицы и последующем сравнении с эталонами. Каждый элемент сканируемой (рис. 2.5) по-

0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0
0	1	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	0

Рис. 2.5. Матрица ЗУ с записанным в нее образом цели

верхности состоит из отдельных участков. Состояние «1» соответствует участкам, где находится элемент цели, а состояние «0» — участкам, где элемента цели нет. Совокупность единиц характеризует образ распознаваемой цели. Размеры сканируемого элемента по азимуту выбираются в соответствии с ожидаемым углом наблюдения цели, который, как правило, превышает величину разрешающей способности РЛС по азимуту. Разрешения по дальности выбирают, исходя из ожидаемой длины цели. Сам элемент сканируемой поверхности постепенно сдвигается по гори-

* 1 морская миля=1852 м.

зонтали и по вертикали, в результате чего получается изображение цели.

Важнейшим элементом устройства, реализующего описанный метод распознавания, является скользящий строб памяти (рис. 2.6), который представляет собой набор ЗУ. Эти ЗУ предназначены для регистрации принимаемых сигналов от целей в процессе обзора пространства. Запись сигналов в ЗУ осуществляется под действием управляющих импульсов генератора тактовых импульсов. Затем содержимое ЗУ записывается в первую матрицу с помощью импульса, выработанного генератором тактовых импульсов через селектор данных.

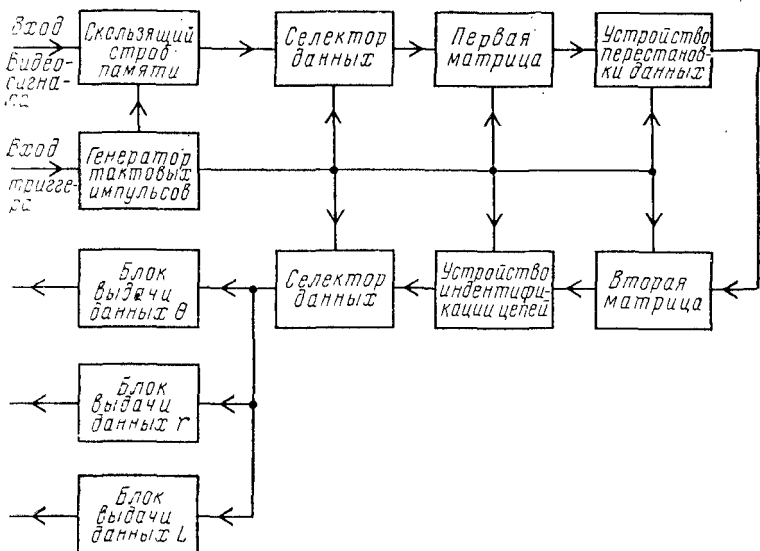


Рис. 2.6. Структурная схема РЛС распознавания целей

В результате считывания в первую матрицу записываются данные об элементах сканируемой поверхности. Записанные данные последовательно сдвигаются слева направо. Выход первой матрицы связан со входом второй матрицы через устройство перестановки данных, которое устраняет возможные ошибки в координатах цели, полученных в результате последующего цикла сканирования. Содержимое первой и второй матриц поступает в устройство распознавания (идентификации) целей, где осуществляется собственно процесс

распознавания. В результате выдается информация не только о типе цели, но и о дальности r до нее, угле наблюдения θ и длине L .

ГЛАВА 3.

МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

3.1. МЕТОДЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ИМПУЛЬСНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ И ПЕРЕДАТОЧНУЮ ФУНКЦИЮ РАСПОЗНАВАЕМОГО ОБЪЕКТА

Если облучать распознаваемый объект электромагнитной волной в виде импульсов Дирака [8, 107], то получим импульсную характеристику цели $h(t)$, которая связана парой преобразований Фурье с передаточной функцией $K(\omega)$:

$$K(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt; \quad h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Под импульсной характеристикой $h(t)$ понимают отклик (реакцию) цели на дельта-функцию $\delta(t)$. На практике получить такой отклик можно путем излучения по возможности более короткого импульса либо изучением серии несущих волн на частотах $0 \dots \infty$.

В качестве облучающих волн могут быть также использованы: ступенчатая функция Хэвисайда, линейно-нарастающий импульс, затухающие или незатухающие гармонические колебания [69, 70, 74, 81—94, 98, 107]. Отклики от радиолокационных целей в этих случаях будут называться соответственно: откликом на линейно-нарастающее воздействие, передаточной функцией по Лапласу и частотной характеристикой. Все указанные характеристики в литературе еще принято называть динамическими характеристиками. При этом используют две поляризации — горизонтальную («г») и вертикальную («в») при передаче и две при приеме, что дает в целом четыре передаточные функции: $K_{гг}(\omega)$, $K_{гв}(\omega)$, $K_{вг}(\omega)$, $K_{вв}(\omega)$.

Обычно функции $K_{гв}(\omega)$ и $K_{вг}(\omega)$ являются идентичными. На практике определение всех элементов мат-

рицы рассеяния сопряжено со значительными трудностями. В работе [8] показано, что объект можно охарактеризовать на основе сложных естественных колебаний, которые он порождает.

При облучении радиолокационных целей сигналами с достаточно широким спектром эти цели эквивалентны некоторым линейным электрическим фильтрам с постоянными параметрами, резонансные частоты которых определяются формой цели и ее геометрическими размерами, но не зависят от ракурса. Резонансные частоты таких естественных колебаний проявляются в переходном процессе отклика, т. е. в отраженном сигнале от распознаваемой цели [60]. Для этого необходимо облучать радиолокационные цели зондирующими сигналами с длиной волны λ , соответствующей резонансной области. Сигналы должны иметь достаточно широкий спектр [38], что может быть реализовано как многочастотными сигналами, так и короткоимпульсными.

Переходные процессы подобного типа для распознавания можно описывать дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. При использовании преобразования Лапласа операции дифференцирования и интегрирования оригиналов заменяются алгебраическими операциями над их изображениями, в результате чего вышеупомянутые дифференциальные уравнения для оригиналов переходят в алгебраические уравнения для их изображений [60].

Метод, использующий для распознавания собственные резонансы целей без восстановления формы сигналов. Аппроксимацию переходного процесса, вызванного воздействием единичного импульса, можно осуществлять с помощью сингулярного разложения [60]. В этом подходе радиолокационная цель представляется изотропной во времени линейной системой с сосредоточенными параметрами и при нулевых начальных условиях.

Изображение $G(p)$, характеризующее передаточную функцию вышеуказанной линейной системы, может быть представлено в виде [17, 60].

$$G(p) = R(p)/H(p),$$

где $R(p)$ — изображение по Лапласу отклика; $H(p)$ — изображение по Лапласу некоторого импульсного воздействия на данную систему.

Изображения $R(p)$ и $H(p)$ являются полиномами от $p_i = a + jb$, где b и a — мнимая и вещественная части корня полинома p_i .

Можно записать выражение для отклика системы в пространстве изображений по Лапласу:

$$R(p) = \frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{p - p_2} + \dots + \frac{A_N}{p - p_N} = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{p - p_i}.$$

Здесь p_1, p_2, \dots, p_N — корни полинома $H(p)$, которые называют полюсами; A_i — набор вычетов.

Так как на распознаваемую цель воздействует импульс малой длительности, то эту цель можно представить в виде сложной пассивной цели, в которой отсутствует источник энергии. Известно, что для пассивной цели вещественные части всех корней должны быть отрицательными, т. е. $\text{Re}(p_i) < 0$. Это свойство является прямым следствием того, что процесс должен быть затухающим.

При обратном преобразовании Лапласа получается выражение, описывающее отклик системы в пространстве оригиналов:

$$h(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{p_i t},$$

где $h(t)$ представляет собой ряд комплексных экспонент. Таким образом, видно, что [отклик распознаваемой радиолокационной цели на импульсное воздействие $H(p)$ полностью описывается полюсами p_i и вычетами A_i .]

Выражение для пространства изображений $A_i/(p - p_i)$ может быть записано в пространстве оригиналов как $A_i e^{p_i t}$, т. е.

$$A/(p - p_i) \doteq A_i e^{p_i t}.$$

Слагаемые $A_i e^{p_i t}$ представляют собой затухающие колебания, а так как $\text{Re}(p_i) < 0$, то термины «полюс» и «комплексная частота» используются в работах [17, 60, 69] как взаимозаменяемые.

Отклик системы $h(t)$ в физическом аспекте — это либо распределение токов на поверхности распознава-

мой цели $i(z, t)$, либо напряженность поля рассеянной части волны $E(z, t)$, где z — вектор пространственного положения цели. Для распознавания целей представляет интерес поле рассеянной волны $E(z, t)$.

В случае протяженных тел, которыми являются радиолокационные цели, для поля рассеянной волны вычеты A_i становятся функциями ориентации цели, и число членов ряда увеличивается до бесконечности. Тогда в пространстве изображений Лапласа поле рассеяния E в зависимости от углового положения цели в вертикальной и горизонтальной плоскостях θ и φ будет описываться выражением

$$E(\theta, \varphi, p) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{A_i(\theta, \varphi)}{p - p_i}.$$

При обратном преобразовании Лапласа, т. е. в пространстве оригиналов, поле имеет вид

$$E(\theta, \varphi, t) = \sum_{i=1}^{\infty} A_i(\theta, \varphi) e^{p_i t}.$$

На практике реальный вклад вносит только несколько слагаемых из бесконечного ряда [60], а зависимость от формы падающей волны и углового положения цели проявляется лишь в весовых коэффициентах слагаемых ряда. Таким образом, чтобы произвести распознавание цели, необходимо вычислить значение полюсов из измеренного переходного процесса отклика.

Для пояснения того, как это реализовать на практике, выражение для $E(\theta, \varphi, t)$ запишем при фиксированном угловом положении цели:

$$E(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{p_i t}.$$

Так как форма отклика может быть представлена в виде набора дискретных отсчетов, последнее уравнение можно записать в виде

$$E(t_m) = E_m = \sum_{i=1}^N A_i e^{p_i m \Delta t},$$

где $m=0, 1, \dots, M$; Δt — шаг дискретизации во времени; M — общее число дискретных отсчетов.

Набор подобных уравнений является системой из $(M+1)$ нелинейных уравнений по отношению к $2N$ неизвестным p_i и A_i .

Если $(M+1) \geq 2N$ и если Δt одинаковы во времени, то эта нелинейная система уравнений может быть решена методом Прони (Prony) [40], который реализуется с помощью относительно простого вычислительного алгоритма. Сущность метода Прони заключается в следующем [40]. Переходный процесс $f(t)$ в линейной системе, с помощью которой представляется радиолокационная цель, можно отобразить суммой экспоненциальных функций

$$f(t) = \sum_{i=1}^I A_i e^{p_i t}.$$

Предполагается, что I является конечным числом. Величины A_i и p_i являются вычетами и полюсами соответственно.

Вводя обозначение $\mu_i = e^{p_i \Delta t}$, будем иметь $f(t) = \sum_{i=1}^I A_i \mu_i^t$.

Произведя дискретизацию отклика $f(t)$ на M дискретных отсчетов, получим

$$f(t_0 + m\Delta t) = \sum_{i=1}^I A_i \mu_i^{t_0 + m\Delta t}, \quad m = 0, 1, \dots, M.$$

Это уравнение нелинейно относительно μ_i , и решить его предлагается следующим образом:

$$f(t_0 + I\Delta t) - \alpha_1 f(t_0 + (I-1)\Delta t) - \\ - \alpha_2 f(t_0 + (I-2)\Delta t) - \dots - \alpha_I f(t_0) = 0.$$

Тогда можно записать:

$$\sum_{i=1}^I [A_i \mu_i^{t_0 + I\Delta t} - \alpha_1 A_i \mu_i^{t_0 + (I-1)\Delta t} - \alpha_2 A_i \mu_i^{t_0 + (I-2)\Delta t} - \dots - \alpha_I A_i \mu_i^{t_0}] = \\ = \sum_{i=1}^I A_i \mu_i^{t_0} [(\mu_i^{\Delta t})^I - \alpha_1 (\mu_i^{\Delta t})^{I-1} - \alpha_2 (\mu_i^{\Delta t})^{I-2} - \dots - \alpha_I] = 0,$$

где α_i — коэффициенты.

Пусть $\mu_1^{\Delta t}, \mu_2^{\Delta t}, \dots, \mu_I^{\Delta t}$ — корни алгебраического уравнения $\mu^I - \alpha_1 \mu^{I-1} - \alpha_2 \mu^{I-2} - \dots - \alpha_{I-1} \mu - \alpha_I = 0$.

Если коэффициенты известны, то последнее уравнение легко решить относительно μ , а так как $\mu_i^{\Delta t}$ являются корнями этого уравнения, то можно записать:

$$\alpha_1 f(t_0 + (I-1)\Delta t) + \alpha_2 f(t_0 + (I-2)\Delta t) + \dots + \alpha_I f(t_0) = f(t_0 + I\Delta t).$$

Заменяя I на $I+1, I+2, \dots$, обобщим последнее уравнение для получения системы линейных уравнений, т. е.

$$\sum_{i=1}^I \alpha_i f_{I+m-i} = f_{I+m}, \quad m=0, 1, \dots, M-I,$$

где f_I — упрощенная запись $f(t_0 + i\Delta t)$.

Эту систему линейных уравнений можно решить относительно α . После того как α_i определены, можно найти μ . Тогда уравнение

$$f(t_0 + m\Delta t) = \sum_{i=1}^I A_i \mu_i^{t_0 + m\Delta t}, \quad m=0, 1, 2, \dots, M,$$

становится линейным относительно A и может быть решено. Таким образом, методом Прони могут быть определены вычеты и полюсы распознаваемого объекта (рис. 3.1).

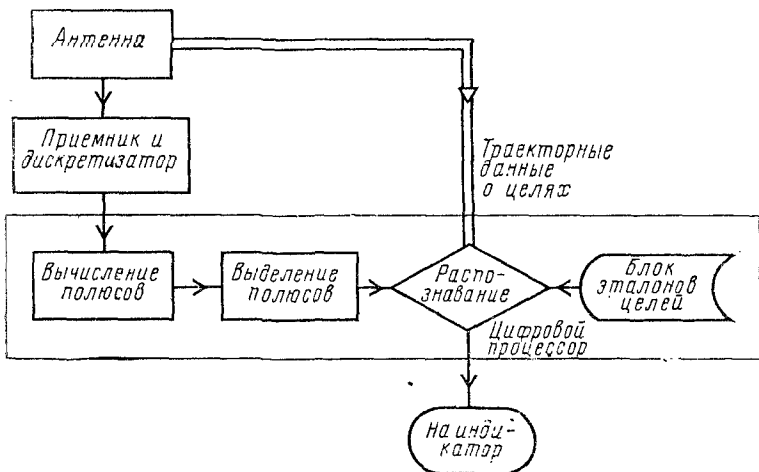


Рис. 3.1. Структурная схема алгоритма, поясняющая распознавание с помощью полюсов

Цели должны облучаться импульсами с достаточно широким спектром, для чего в качестве зондирующих сигналов используют либо многочастотный сигнал [30, 38], либо импульсы очень малой длительности (например, один период колебания с шириной полосы, равной примерно 45% несущей частоты [60]).

Сигналы, отраженные от целей, преобразуются в цифровую форму. Далее в цифровом процессоре вычисляются значения полюсов. Затем выделяются полюса от целей и отбрасываются полюса, обусловленные влиянием антенны, приемным трактом и т. д. После этого полученные значения полюсов сравниваются с записанными в блоке эталонов целей. В качестве дополнительной информации используются данные о траекторных характеристиках целей.

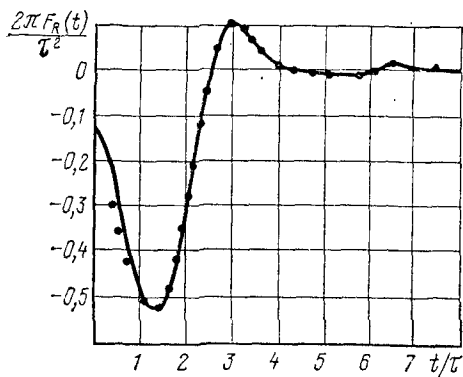


Рис. 3.2. Отклик проводящей сферы на пилообразные облучающие импульсы — отклик, синтезированный методом Фурье (10 гармоник); ... отклик, полученный методом Прони

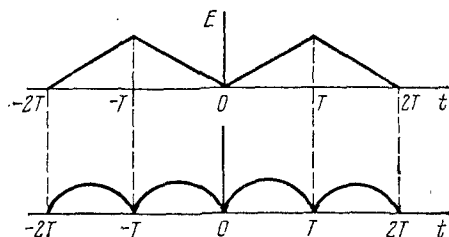


Рис. 3.3. Облучающие периодические сигналы, используемые для получения отклика цели

Примером применения метода Прони может быть расчет рассеяния электромагнитных волн проводящей сферой (рис. 3.2, 3.3).

Точность полученных полюсов методом Прони, которые в этом случае равны $(-0,976 \pm \pm i1,74)$ и $(-1,99)$, очень высокая при сравнении с точными результатами: $(-1 \pm i1,73)$ и (-2) [40].

Метод Прони был также применен для распознавания проволочных моделей самолетов с прямыми и стре-

ловидными крыльями (рис. 3.4). Они незначительно изменяются при изменении ракурса модели самолета, кроме положений носом вверх или хвостом вверх (здесь наиболее доминантный резонанс вообще не возбуждался).

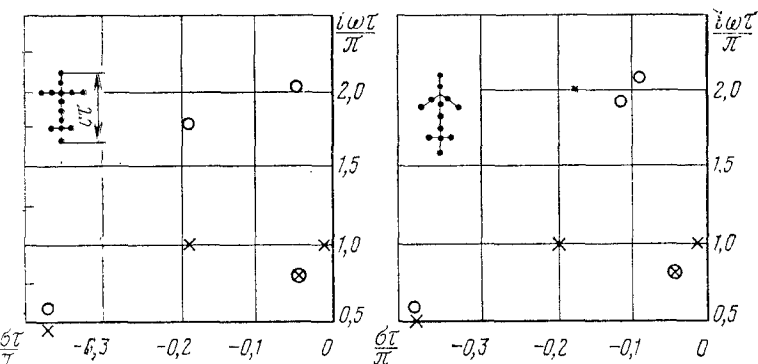


Рис. 3.4. Собственные резонансы модели самолета с прямыми и стреловидными крыльями:

о — метод Мейнс и Моффат, х — метод Прони

Были проведены [40, 58] также эксперименты по распознаванию методом Прони проволочных сеточных моделей самолетов F-104, F-105, и МИГ-19. Эксперименты показали возможность распознавания типов самолетов. Отмечается также, что распознавание возможно и при потере низших гармоник.

Однако в работе [58] авторы оставляют открытым вопрос о том, можно ли распознавать реальные цели методом Прони. В более поздней работе [71] отмечается, что недостаток метода Прони состоит в том, что для переходных процессов откликов от реальных целей извлекаемые полюсы могут согласовываться, а могут и не согласовываться с истинными полюсами, т. е. с полюсами, получаемыми методом итерационного поиска [72, 73, 39]. Метод же итерационного поиска слишком дорог и занимает много машинного времени. В работе [71] делается попытка преодолеть это противоречие предлагаемым методом приближения в виде рациональных функций с использованием данных о полном сопротивлении на комплексных и действительных числах. Для этого использовано приближение вида

$$\frac{Y(p_i)^2}{(p_i)^2} = \sum_{n=0}^N \frac{A_n p_i^n}{1 + \sum_{m=1}^{N+1} B_m p_i^m},$$

где $i=1, 2, \dots, I$, p_i — комплексные или действительные угловые частоты ($p_i = a + jb$); $Y(p_i)$ — полная проводимость генератора, который помещался на расстоянии 0,3 длины проволоки от одного ее конца; A_n, B_n — неизвестные действительные коэффициенты.

В качестве распознаваемых объектов использовались прямой и согнутый проводники, причем угол сгиба у согнутого проводника изменялся. Соотношение между диаметром проводника d и его длиной l равно $d/l = 0,001$. Результаты исследования [71] не позволяют утверждать авторам, что затруднения метода Прони разрешены.

Метод, использующий для распознавания импульсный отклик на ступенчатое воздействие с восстановлением формы объекта. Для восстановления формы распознаваемых объектов использовалась реакция объектов на ступенчатое изменение амплитуды облучающего импульса [75, 76, 77]. Показано, что на больших расстояниях от распознаваемых объектов отклик F_R на ступенчатое воздействие и нормированное значение напряженности поля отраженного сигнала G связаны соотношением

$$\frac{G(P, \theta, \varphi, i\omega)}{(j\omega)^2} = \int_0^{\infty} F_R(P, \theta, \varphi, t) e^{-i\omega t} dt, \quad (3.1)$$

где параметры P, θ, φ определяют вид поляризации и угловую ориентацию цели в горизонтальной и вертикальной плоскостях. При этом нормирование выполнено так, что ЭПР цели определяется выражением

$$\sigma(P, \theta, \varphi, j\omega) = \pi c^2 |G(P, \theta, \varphi, i\omega)|^2. \quad (3.2)$$

С учетом нормирования (3.2) отклик F_R на ступенчатое воздействие, рассчитанный методами физической оптики, будет иметь вид [75]

$$F_R(\theta, \varphi, t) = \frac{1}{\pi c^2} A(z) \Big|_{z=ct/2}, \quad (3.3)$$

где $A(z)$ — профильная функция, которая определяется площадью поперечного сечения объекта, перпендикулярной направлению распространения падающей волны.

Следует отметить, что выражение (3.3) справедливо только для целей, которые симметричны как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях.

Проводились эксперименты с помощью РЛС, излучающей сигналы на 10 частотах. Точность измерения амплитуды и фазы составляла $\pm 10\%$ на всех частотах.

При угле визирования $\theta = 0^\circ$ вычислялась профильная функция $A(z)$ для ступенчатого цилиндра (рис. 3.5,а). Полученные данные по алгоритму быстро-

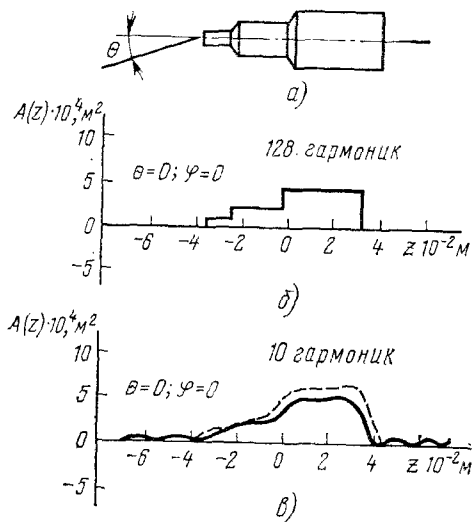


Рис. 3.5. Отклик ступенчатого цилиндра на ступенчатое воздействие

го преобразования Фурье (БПФ) использовались для вычисления отклика в частотной области в виде 128 гармоник. Далее отклик в частотной области вновь преобразовывался во временную область (рис. 3.5,б), после чего вычислялся этот же отклик, но только по 10 гармоникам (на рис. 3.5,в показан сплошной линией). Отклик, снятый экспериментально на десятичастотной РЛС, показан пунктирной линией на рис. 3.5,в; из рисунка видно, что совпадение достаточно хорошее.

Эксперименты показали, что необходимо учитывать информацию о поляризации; так, например, для цели, изображенной на рис. 3.6,а, измеренный отклик почти на порядок отличается от расчетного (рис. 3.6,б), если

плоскость поляризации облучающей волны совпадает с плоскостью цели. Было отмечено значительное улучшение изображений, когда плоскость поляризации была перпендикулярна главной оси цели.

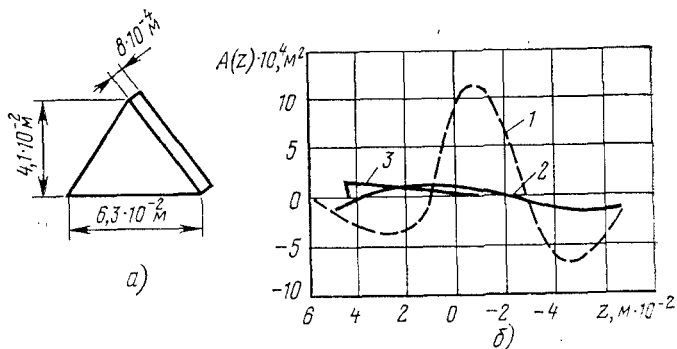


Рис. 3.6. Влияние поляризации падающей волны на распознавание: 1 — горизонтальная (θ) поляризация, 2 — вертикальная (φ) поляризация, 3 — расчетная функция

На ЭВМ были синтезированы изображения радиолокационных целей в изометрической проекции по измеренным откликам на ступенчатое воздействие по профильным функциям. В качестве исходных данных использовались ориентация главной оси, отношение длины к ширине и остальные геометрические размеры (рис. 3.7). Вид хвостовой части ракеты получен с по-

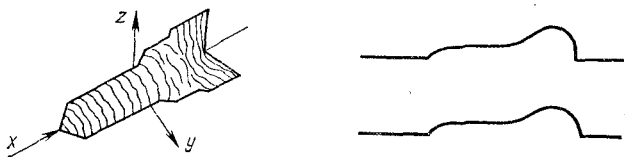


Рис. 3.7. Изображение ракеты, синтезированное на ЭВМ по профильным функциям

мощью ограниченных поверхностей гиперболической формы, а не эллипсов, как в головной части. Недостаток данного метода, по мнению его авторов, состоит в том, что нельзя определить, когда нужно переходить к изменению формы ограниченных поверхностей. Вследствие этого весьма неточно синтезируется форма объектов [77].

Метод, использующий коэффициент корреляции для распознавания целей по импульсному отклику на линейно изменяющееся воздействие [17]. Этот метод* основан на использовании собственных комплексных резонансов цели.

Переходная характеристика любой инвариантной во времени линейной электрической цепи с сосредоточенными постоянными описывается уравнением [17]

$$f(t) = \sum_{n=1}^N A_{N,n} (-1)^{n+1} f(t - n\Delta t), \quad t \geq \Delta t n, \quad (3.4)$$

где N — число собственных резонансов цели; $f(t)$ — любая переходная характеристика цели; Δt — значение дискретного интервала времени; $A_{N,n}$ — дифференциальные коэффициенты, определяемые выражением

$$\prod_{n=1}^N (S + e^{p_n \Delta t}) = S^N + \sum_{n=1}^N A_{N,n} S^{N-n}, \quad (3.5)$$

в котором $p_n = -a_n + j b_n$ — комплексная частота n -го собственного резонанса.

Следует отметить, что дифференциальные коэффициенты определяются только собственными резонансами и выбранным интервалом времени. Сама переходная характеристика описывается дифференциальным уравнением, а линейно изменяющийся отклик характеризуется следующим преобразованием Фурье:

$$F_R(t) = k \sum_{m=1}^M \frac{G(m\omega_0)}{m^2} \cos [m\omega_0 t + \varphi(m\omega_0)], \quad (3.6)$$

где k — постоянная; $G(m\omega_0)$ — поле рассеянной целью энергии на частоте ω_0 ; $\omega_0, \dots, M\omega_0$ — дискретные угловые частоты, охватывающие рэлеевскую и нижнюю части резонансной области отражения цели; M — число, которое обычно лежит в пределах 8...10, и, как будет показано дальше, требования, предъявляемые к многочастотному радиолокатору**, при обнаружении и распознавании цели, могут быть значительно снижены [17].

Уравнения (3.4) и (3.6) можно применить к обнаружению или распознаванию цели следующим обра-

* Автор метода называет его методом предсказания — корреляции.

** Многочастотный радиолокатор — это радиолокатор, излучающий зондирующие импульсы одновременно на нескольких частотах.

зом. Измеренный линейно изменяющийся отклик (обозначенный как $F_{Rm}(t)$) образуется согласно уравнению (3.6) из различных частотных составляющих входного сигнала. Расчетные отклики $F_{Rc}(t)$ вычисляются согласно уравнению (3.4) по комплексным частотам собственных резонансов рассматриваемой цели:

$$F_{Rc}(t) = \sum_{n=1}^N A_{N,m} (-1)^{n+1} F_{Rm}(t - n\Delta t), \quad t \geq N\Delta t. \quad (3.7)$$

Каждое дискретное значение $F_{Rc}(t)$, отстоящее от предыдущего на величину Δt , можно получить по N значениям F_{Rm} , разделенным интервалами времени Δt . Временной интервал, который находят через длительность переходных процессов для цели определенных размеров, обычно лежит в пределах от десятых долей до единиц длительности переходного процесса [17].

По уравнению (3.7) построены графики $F_{Rc}(t)$ для различных значений Δt [17]. Эмпирически было найдено, что наилучшие результаты могут быть получены, когда число дискретов $F_{Rc}(t)$ охватывает две трети значений отклика $F_{Rc}(t)$ на временной оси. При этом выражение для коэффициента корреляции [17] имеет вид

$$\rho' = 1 - \frac{\sum_{n=1}^p \{F_{Rm}(\Delta tn) - F_{Rc}(\Delta tn)\}^2}{\sum_{n=1}^p F_{Rm}^2(n\Delta t)}.$$

Коэффициент корреляции ρ' представляет собой единицу минус нормированный квадрат погрешности между измеренным и вычисленным линейно изменяющимся откликом.

Значения коэффициента корреляции, близкие к единице, показывают, что наблюдается ожидаемая цель, собственные комплексные резонансы которой служили для оценки $A_{N,n}$; малые или отрицательные значения ρ' соответствуют наблюдению другой цели, которую не предполагалось обнаружить. Для очень малых значений Δt уравнение (3.4) обращается в тождество, а при очень больших Δt на сигнал приходится слишком малое число выборок [17].

Уравнение (3.4), представляющее собой основу данного метода, может быть промоделировано с помощью

линии задержки (ЛЗ), имеющей отводы, время задержки между которыми может быть изменено (для измерения Δt), и путем использования набора потенциометров (для измерения дифференциальных коэффициентов), через которые отводы ЛЗ соединены с сумматором. Так как дифференциальные коэффициенты меняются определенным образом в зависимости от Δt и размеров цели, то для каждой цели можно запомнить в памяти ЭВМ эти коэффициенты, а не Δt и размер цели. Это позволяет исключить необходимость хранения в памяти основных комплексных собственных резонансов и упростить ввод коэффициентов для определенного Δt и размеров цели [17].

Коэффициент корреляции ρ' представляет собой отношение выходных сигналов двух интеграторов. Большие значения ρ' (близкие к 1) качественно означают, что цель можно легче обнаружить или отличить от нежелательного объекта. Это значение качественное, а не количественное, поскольку оно зависит от того, насколько реальная цель похожа по размеру и форме на ожидаемую цель. Для принятия решения об отсутствии или наличии цели и об обнаружении ожидаемой цели необходим пороговый детектор [17].

Определение формы радиолокационных целей с использованием алгоритмов восстановления по проекциям. Для восстановления формы распознаваемых радиолокационных целей при использовании отклика на импульсное воздействие в качестве исходной информации применяют алгоритмы восстановления по проекциям [43—50]. Выше был описан метод Янга для получения этой исходной информации. Нормализованный пилообразный отклик $F_R(\theta, \varphi, t)$ определяют для получения площадей поперечного сечения, по которым синтезируется форма радиолокационной цели.

Процесс распознавания цели по данному методу состоит из электромагнитного и геометрического этапов. На электромагнитном этапе выбирают параметр, измеряемый с помощью РЛС, и по этому параметру определяют геометрическую характеристику цели, например площадь ее поперечного сечения. На геометрическом этапе исходя из геометрической характеристики цели, например ее площади поперечного сечения, выявляют форму цели [43—50].

Электромагнитный этап может быть реализован с помощью геометрической теории дифракции [53—57],

которая позволяет определить значение ЭПР сложной цели:

$$\sigma = 4\pi r^2 \lim_{S \rightarrow \infty} [E^S/E^i]^2,$$

где E^S — общее дифрагированное от цели поле, измеренное на расстоянии r от нее; E^i — составляющая электрического поля, падающего на цель.

Общее дифрагированное поле E^S представляет собой сумму падающего поля E^i , отраженного поля E^r и дифрагированного краями цели поля E^s , т. е. $E^S = E^i + E^a + E^r$.

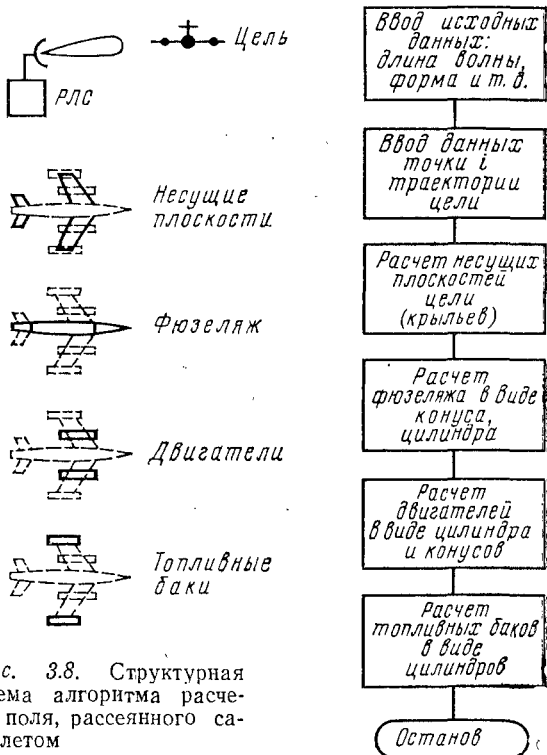
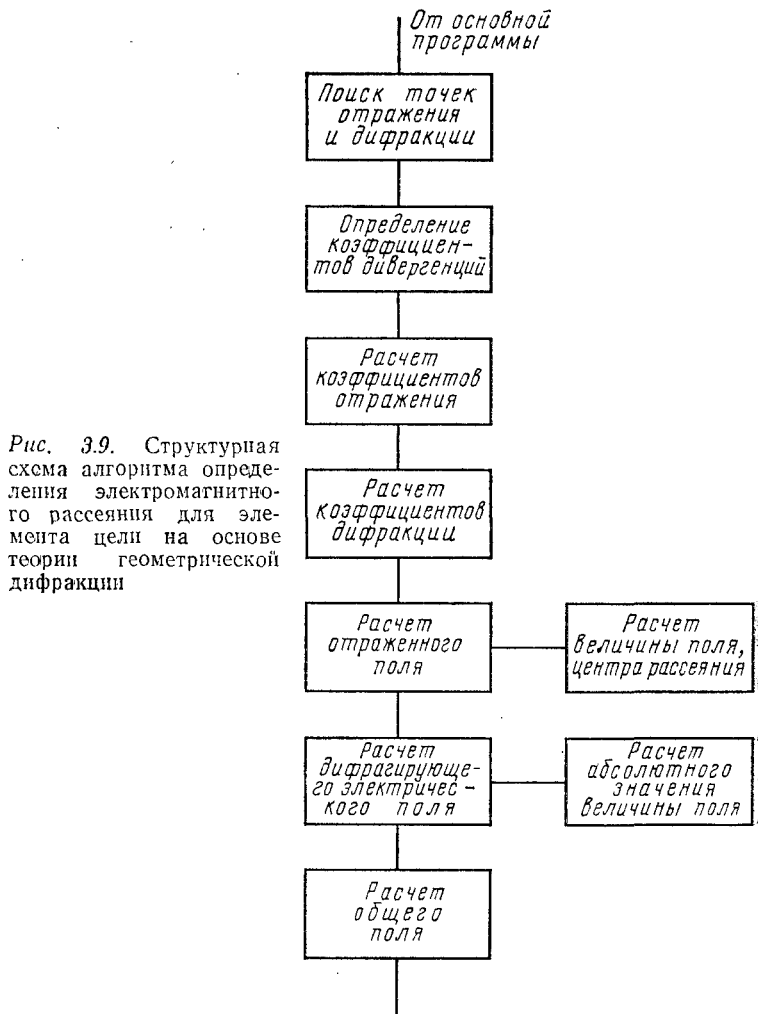


Рис. 3.8. Структурная схема алгоритма расчета поля, рассеянного самолетом

В работе [53] подробно разработаны алгоритмы расчета на ЭВМ поля, рассеянного сложными целями (рис. 3.8, 3.9). Результаты расчетов хорошо согласуются с экспериментальными данными (рис. 3.10, 3.11) [53].

К решению задачи на геометрическом этапе известны подходы Боярского [41, 29] и Янга [75, 77].

Подход Боярского, используя трехмерное преобразование Фурье, устанавливает соотношение между отраженным электрическим полем и геометрией цели.



Сущность подхода Боярского состоит в следующем [29]. Распознаваемый объект представляют в виде замкнутой поверхности S (рис. 3.12); \mathbf{X} — вектор, определяющий точку поверхности объекта. Характеристическая функция $\gamma(\mathbf{X})$ определяется как $\gamma(\mathbf{X}) = 1$, если $\mathbf{X} \in S$; $\gamma(\mathbf{X}) = 0$, если $\mathbf{X} \notin S$.

Направление распространения плоской волны обозначается вектором \mathbf{l} . Так как точка наблюдения O находится на большом

удалении от объекта, то формула Кирхгофа дает следующее уравнение отраженного электрического поля в данной точке:

$$E_S = \rho E_0 e^{2ikr - i\omega t} / \sqrt{2} \pi r,$$

где коэффициент

$$\rho = \frac{-ik}{\sqrt{\pi}} \int_{\Sigma} \ln e^{2iklX} dS(X);$$

$k = \omega/c = 0$ — волновое число; \mathbf{n} — внешняя нормаль к поверхности S .

Интеграл берется по облучаемой части Σ объекта.

Вводя вектор $\mathbf{p} = -2k\mathbf{l}$ получаем

$$\rho = \rho(\mathbf{p}) = (i/2\sqrt{\pi}) \int p n e^{i\mathbf{p}\mathbf{X}} dS(X)$$

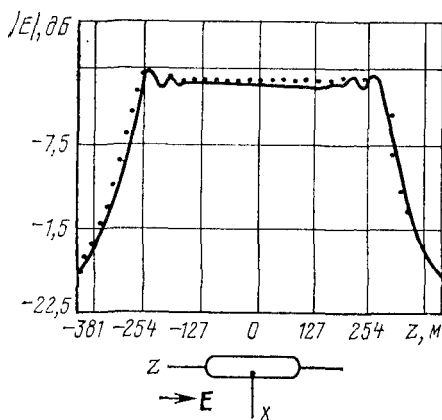


Рис. 3.10. Зависимость поля, рассеянного цилиндром, от удаления до цилиндра при вертикальной поляризации облучающей волны

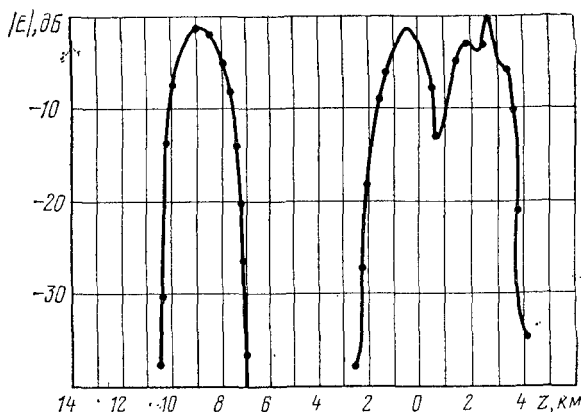


Рис. 3.11. Зависимость поля, отраженного самолетом, летящим по прямой траектории в направлении на РЛС от дальности

и совмещаем освещенную поверхность с областью, для которой $\rho n > 0$, что дает точные значения для выпуклой поверхности.

Из этого следует

$$\begin{aligned}\rho(\mathbf{p}) + \rho^*(-\mathbf{p}) &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_{\Sigma} \mathbf{p} n e^{-i\mathbf{p}n} dS(\mathbf{X}) = \\ &= \frac{p^2}{2\sqrt{\pi}} \int_{\Sigma} e^{-i\mathbf{p}\mathbf{X}} d\mathbf{X},\end{aligned}$$

где $d\mathbf{X}$ — элемент объекта вокруг точки \mathbf{X} ; ρ^* — величина, комплексно сопряженная с ρ .

Получим трехмерное преобразование Фурье-функции

$$\Phi(\mathbf{p}) = 2\sqrt{\pi} \frac{\rho(\mathbf{p}) + \rho^*(-\mathbf{p})}{p^2} = \int_{\Sigma} e^{-i\mathbf{p}\mathbf{X}} d\mathbf{X} = \int_{\Sigma} \gamma(\mathbf{X}) e^{-i\mathbf{p}\mathbf{X}} d\mathbf{X}.$$

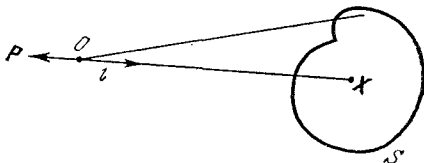
Из последнего выражения находим

$$\gamma(\mathbf{X}) = \left(1/\sqrt[3]{2\pi}\right) \int \Phi(\mathbf{p}) e^{-i\mathbf{p}\mathbf{X}} d\mathbf{p},$$

где $d\mathbf{p}$ — элемент объема вокруг текущей точки \mathbf{X} пространства точек.

Рис. 3.12.
Пояснение
применения
Боярского

тождества



Полностью найденные для всех частот и ракурсов значения $\rho(p)$ позволяют восстановить форму распознаваемого объекта. Однако несмотря на многочисленные усилия, направленные на реализацию этого метода, его практическое применение пока не дает, по мнению автора, желаемых результатов. Метод этот требует дальнейшей доработки [29].

Подход Янга [75, 77] определяет функцию площади поперечного рассеяния цели из пилообразного отклика обратного рассеяния по данным 10 частот в нижней резонансной области цели. Далее, используя полученные функции площадей в трех ортогональных углах наблюдения цели, синтезируют образ цели. Однако в этом подходе полученные образы не всегда могут быть однозначно определены.

При более общем подходе оба выше рассмотренных подхода могут быть сведены к классической задаче Радона [41, 42, 43].

$$\overset{\Delta}{f}(\xi, p) = \int f(X) \delta[p - (\xi X)] dX$$

представляют собой интеграл от $f(X)$ в гиперплоскостях $\xi X = p$, где $\xi = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n\}$ — единичный вектор, а p — расстояние от гиперплоскости до начала координат.

Задача Радона заключается в определении функции $f(X)$ для всех значений ξ и p и состоит в следующем [43]:

$$f(X) = \int_{|\xi|=1} g(\xi, \xi X) dX$$

при

$$g(\xi, \tau) = \frac{1}{2(2\pi)^n} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{p}|^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} \overset{\Delta}{f}(\xi, p) e^{-i\tilde{p}(\tau-p)} dp d\tilde{p},$$

где \tilde{p} — единичная переменная, представляющая собой величину, обратную пространственному радиусу.

Функция

$$g(\xi, \tau) = [1/2 (2\pi i)^{n-1}] [\overset{\Delta}{f}^{(n-1)}(\xi, p)]_{p=\tau},$$

если n четное, и

$$g(\xi, \tau) = [1/2 (2\pi i)^{n-1}] H[\overset{\Delta}{f}^{(n-1)}(\xi, p)]_{p=\tau},$$

если n нечетное,

зависит от размерности пространства. Здесь $[\overset{\Delta}{f}^{(n-1)}(\xi, p)]_{p=\tau}$ — $(n-1)$ -я производная $\overset{\Delta}{f}$ по p при $p=\tau$; H — преобразование Гильберта.

Преобразование Радона имеет следующую геометрическую интерпретацию. Пусть $\gamma(X)$ есть характеристическая функция ограниченной области V такая, что $\gamma(X) \overset{\Delta}{=} 1$ для $X \in V$, $\gamma(X) = 0$ для $X \notin V$. Тогда преобразование Радона $\gamma(\xi, p)$ от $\gamma(X)$ представляет собой плоскость, образованную пересечением области V (рис. 3.13)

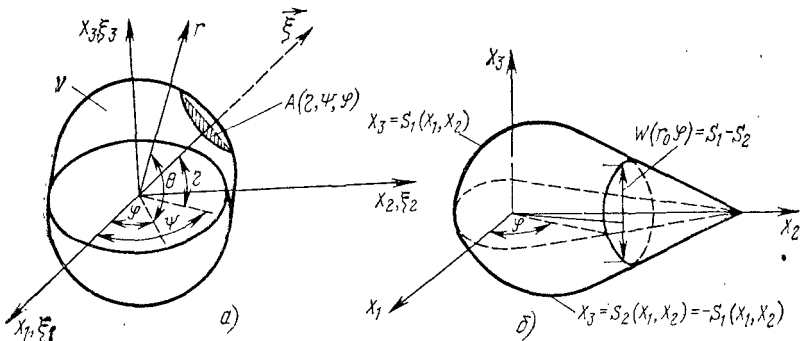


Рис. 3.13. Геометрическая интерпретация преобразования Радона

и гиперплоскости $\xi X = p$, полученной нормализованными уравнениями (т. е. $\xi = 1$ в $\xi X = p$) [42].

Таким образом, преобразование Радона от характеристической функции соответствует площади сечения ограниченной области, и, следовательно, вышеприведенные формулы применимы к восстановлению формы объекта по известным площадям его поперечных сечений.

Из рис. 3.13 видно, что для трехмерного пространства, т. е. для $n=3$,

$$X = \{X_1, X_2, X_3\} = r \{ \cos \theta, \cos \varphi, \cos \theta \sin \varphi, \sin \theta \};$$

$$\xi = \{\xi_1, \xi_2, \xi_3\} = \{ \cos \eta, \cos \psi, \cos \eta \sin \psi, \sin \eta \};$$

$$\gamma(X) = \gamma(X_1, X_2, X_3) = \gamma(r, \theta, \psi) = \begin{cases} 1, & \text{если } X \in V, \\ 0, & \text{если } X \notin V. \end{cases}$$

Тогда, используя выражения для X , ξ , $\gamma(X)$ и $\overset{\Delta}{f}(\xi, p)$, преобразование Радона можно записать в виде

$$\overset{\Delta}{\gamma}(\eta, \psi, p) = \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \gamma(r, \theta, \varphi) \delta[p - r \{ \cos \theta \cos \eta \cos(\varphi - \psi) + \\ + \sin \theta \sin \eta \}] r^2 \cos \theta d\theta d\varphi dr,$$

где $\overset{\Delta}{\gamma}(\eta, \psi, p)$ — площадь поперечного сечения тела $A(\eta, \psi, p)$ как функция направления наблюдения (η, ψ) ; p — расстояние до начала координат.

Зная значения площадей поперечного сечения $A(\eta, \psi, p)$ для всех углов наблюдения (η, ψ) и расстояние до начала координат при $n=3$, получаем выражение для γ как функции от площадей поперечных сечений тела $A(\eta, \psi, p)$, т. е.

$$\gamma(r, \theta, \psi) = \frac{1}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\partial^2 A(\eta, \psi, p)}{\partial p^2} / \cos \eta \right) d\eta d\psi;$$

$$p = r [\cos \theta \cos \eta \cos(\varphi - \psi) + \sin \theta \sin \eta].$$

Последнее выражение представляет собой аналитическое решение задачи восстановления формы тела по площадям всех возможных его поперечных сечений [41].

Реально все эти площади неизвестны. Поэтому для восстановления формы был разработан подход, использующий только площади поперечных сечений для одного из направлений. Например, пусть известны только площади $A(\psi, p)$ для положений ψ , лежащих на плоскости $X_1 - X_2$ при $\eta=0$. Тогда геометрия тела с помощью преобразования Радона будет описана в виде

$$A(\psi, p) = \int_{-\infty}^\infty \int \int \gamma(X_1, X_2, X_3) \delta[p - \{X_1 \cos \psi + \\ + X_2 \sin \psi\}] dX_1 dX_2 dX_3.$$

Интегрирование по X_3 дало [41] двумерное преобразование Радона по $W(X_1, X_2)$:

$$A(\psi, p) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(X_1, X_2) \delta[p - \{X_1 \cos \psi + X_2 \sin \psi\}] dX_1 dX_2.$$

Или иначе,

$$A(\psi, p) = \int_{\mathcal{L}(\psi, p)} W(X_1, X_2) d\mathcal{L},$$

где $W(X_1, X_2)$ — ширина тела в направлении X_3 в точке (X_1, X_2) ; $\mathcal{L}(X_1, X_2)$ — семейство прямых линий $X_1 \cos \psi + X_2 \sin \psi = p$ на плоскости X_1-X_2 .

Используя преобразование Гильберта при $n=2$, последнее выражение запишем в виде

$$W(X_1, X_2) = W(r_0, \psi) = -\frac{1}{2\pi^2} \int_0^\pi \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\partial A(\psi, p)}{\partial p} \right] / (p - r_0 \times \times \cos(\psi - \varphi)) dp d\psi,$$

где r_0 — радиус на плоскости; $X_1 = r_0 \cos \psi$; $X_2 = r_0 \sin \psi$.

Если плоскость X_1-X_2 является еще и плоскостью симметрии тела, то выражение $W(X_1, X_2)$ определяет тело полностью, так как

$$S_1(X_1, X_2) = -S_2(X_1, X_2) = \\ = W(X_1, X_2)/2,$$

где $S_1(X_1, X_2) = X_3$ и $X_3 = -S_2(X_1, X_2) = X_3$ — верхняя и нижняя поверхности тела (рис. 3.13.б).

Таким образом, при фиксированном значении X_3 с помощью цифровых устройств возможно восстановление формы трехмерных тел из некоторого количества сечений

$f(X_1, X_2)$ (рис. 3.14). Каждое сечение $f(X_1, X_2)$ получено из соответствующих одномерных проекций вдоль направлений, лежащих в плоскости, перпендикулярной оси X_3 . Эти поперечные сечения тел $f(X_1, X_2)$ вычисляются с помощью преобразования Радона:

$$P(\psi, p) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(X_1, X_2) \delta[p - (X_1 \cos \psi + X_2 \sin \psi)] \times \\ \times dX_1 dX_2 = \int_{\mathcal{L}(\psi, p)} f(X_1, X_2) d\mathcal{L},$$

где \mathcal{L} — семейство прямых линий $X_1 \cos \psi + X_2 \sin \psi = p$.

В работе [45] приведены алгоритмы, реализующие численные методы восстановления формы объектов по ограниченному числу их проекций. Применение этих алгоритмов для восстановления формы тела по пилообразным откликам на 10 частотах приведено в работе [41].

Было получено удовлетворительное восстановление сфероида и сферы при угловых интервалах $\Delta\varphi$, равных 10° и 20° . Нечеткое восстановление объектов авторы работы [41] объясняют недостаточным количеством используемых частот в пилообразном отклике.

3.2. РАСПОЗНАВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ ПУТЕМ ОПИСАНИЯ ИХ ФОРМЫ СТРУКТУРНЫМ МЕТОДОМ

Структурный метод * распознавания применяют в тех случаях, когда имеется двумерное изображение самой формы цели [24, 28, 30, 33, 65—68, 80] или, например, структура ЭПР [51, 52]. Структурный метод состоит в том, что структура изображения распознаваемого объекта двумерной размерности описывается с помощью соответствующих грамматик. Этот метод основан на сходстве между структурой образов и синтаксисом языков, т. е. распознаваемые образы строятся из различных подобразов, подобно тому, как предложения строятся из слов, а слова состояются из букв. Аналогом букв в структурном методе служит множество непроеизводных элементов V [68, 25].

Непроеизводные элементы представляют собой подобразы распознаваемого объекта, т. е. его фрагменты. Для одного и того же класса образов при различных типах непроеизводных элементов будут и соответственно различные грамматики [68, 25].

Алгоритм синтаксического распознавания состоит из следующих этапов: 1) кодирование и аппроксимация исходных образов; 2) выделение непроеизводных элементов, т. е. простейших подобразов; 3) нахождение грамматики G по форме распознаваемых двумерных объектов; 4) синтаксический анализ, в результате которого производится классификация образов в зависимости от того, какой грамматикой описывается образ.

* Иногда структурный метод называют синтаксическим методом.

Все вышеперечисленные этапы рассмотрены в работе [23]. Однако следует отметить, что кусочно-линейная аппроксимация формы распознаваемого объекта может использоваться для описания формы исходных образов по аналогии с восприятием формы человеком. Именно кусочно-линейная аппроксимация и реализуется при описании формы самолетов в работе [31].

Этапы аппроксимации и выделения производных признаков (элементов) тесно связаны. Выделение производных элементов является весьма важным этапом, так как в зависимости от того, насколько удачно произведен их выбор, в значительной степени определяется и компактность порождающей грамматики.

Выбор производных элементов относится к проблеме определения информативных и устойчивых признаков для распознавания. Общего решения проблемы выбора производных элементов до сих пор не получено, и оно осуществляется в каждом конкретном случае конструктором [32].

Выбранные производные элементы должны удовлетворять следующим требованиям: 1) выделение и распознавание производных элементов должны относительно просто реализовываться аппаратно; 2) производные элементы должны обеспечить сжатое компактное и адекватное описание распознаваемых образов и не должны содержать существенной для распознавания синтаксической информации [32].

Оба эти требования противоречивы, так как структурное описание будет тем проще, чем сложнее производные элементы и, следовательно, тем сложнее реализовать это аппаратно. При аппаратной реализации систем распознавания разрешение противоречивых требований во многом определяет показатели качества системы. Как правило, данная задача решается эвристически [32]. В системе, разработанной Ли и Фу, задача выбора производных элементов решена путем диалога человека с машиной. Оператор с помощью графического дисплея разбивает каждую цепочку образа на n различных подцепочек.

В качестве производных элементов известно также применение цепного кода Фримана [18]. На рис. 3.15 каждому отрезку в соответствии с наклоном присваивается кодовое число. Изменяя число отрезков, можно получить желаемую точность описания образов.

Применение структурного метода распознавания целей по форме самолета. Примером использования структурного метода для распознавания типов самолетов по их двумерным изображениям могут служить работы [31], где предлагается использовать специальную грамматику G_l . Грамматика G_l представляется в виде

$$G_l = (V_l, T_l, P_l, S_l),$$

где $S_l \in V_l$ — начальный символ со специальным существенным признаком; $V_l = \{S_l, N_l\}$; $T_l = \{F_l, A_l\}$; V_l — конечное множество вспомогательных символов; T_l — конечное множество основных символов; F_l — производный элемент кривой; A_l — угловой производный элемент; P_l — конечное множество правил вывода или правил подстановки.

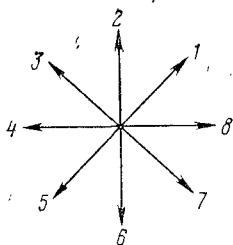


Рис. 3.15. Цепной код Фримэна

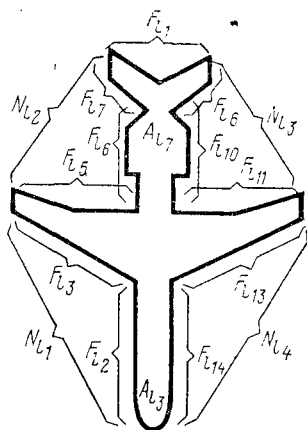


Рис. 3.16. Вариант сегментации формы самолета

Таким образом, каждому производному элементу присуще символическое обозначение и числовая величина, которая может иметь несколько существенных признаков.

Грамматика, описывающая форму самолета (рис. 3.16), имеет следующий вид: $G_l = (V_l, T_l, P_l, S_l)$,

где $V_l = \{S_l, N_{li}\}$, $1 \leq i \leq 8$; $P_l: S_l \rightarrow N_{l1} A_{l1} N_{l2} A_{l2} F_{l1} \times$
 $\times N_{l3} A_{l1} N_{l4} A_{l3}$; $S_l \rightarrow N_{l2} A_{l2} F_{l2} A_{l2} N_{l3} A_{l1} N_{l4} A_{l3} N_{l1} A_{l1}$;
 $S_l \rightarrow F_{l1} A_{l2} N_{l3} A_{l1} N_{l4} A_{l3} N_{l1} A_{l1} N_{l2} A_{l2}$, $S_l \rightarrow N_{l3} A_{l1} \times$
 $\times N_{l4} A_{l3} N_{l1} A_{l1} N_{l2} A_{l2} F_{l2} A_{l2}$, $S_l \rightarrow N_{l4} A_{l3} N_{l1} A_{l1} N_{l2} \times$
 $\times A_{l2} F_{l1} A_{l2} N_{l3} A_{l1}$, $S_l \rightarrow N_{l6} A_{l2} F_{l1} A_{l2} N_{l7} A_{l4} N_{l8} A_{l3} \times$
 $\times N_{l5} A_{l4}$, $S_l \rightarrow N_{l8} A_{l3} A_{l4} N_{l6} A_{l2} F_{l1} A_{l2} N_{l7} A_{l4}$, $N_{l1} \rightarrow$

$$\begin{aligned} \rightarrow F_{12} A_{15} F_{13}, \quad N_{15} \rightarrow F_{12} A_{15} F_{14}, \quad N_{12} \rightarrow F_{13} A_{16} F_{16} A_{17} F_{17}, \\ N_{16} \rightarrow F_{18} A_{16} F_{16} A_{17} F_{17}, \quad N_{13} \rightarrow F_{19} A_{17} F_{110} A_{16} F_{111}, \\ N_{17} \rightarrow F_{19} A_{17} F_{110} A_{16} F_{112}; \\ F_{14} \rightarrow F_{113} A_{15} F_{114}; \quad N_{18} \rightarrow F_{115} A_{15} F_{114}. \end{aligned}$$

Были разработаны два алгоритма, основанные на грамматическом разборе. Эти алгоритмы применялись для распознавания формы самолетов В-52, F-86, МИГ-15. При этом решение задачи распознавания по первому алгоритму (РЕЕ Earley) заняло около 0,4 с, а по второму не превышало 0,4 с. В 10 случаях распознавания 10 пар форм самолетов F-102, В-52 были распознаны правильно, в 13 случаях из 13 пар формы самолетов МИГ-15 и F-86 были также распознаны правильно.

Отмечается также, что возможно несколько вариантов сегментации одного и того же изображения данного типа самолета. Следует отметить, что в этой работе сделано допущение об отсутствии помех при распознавании самолетов. При действии помех точки разрыва затруднительно найти на этапе выделения производных элементов [31].

Применение структурного метода для распознавания целей по их ЭПР. В работе [14] описывается метод распознавания целей некогерентной РЛС с использованием критерия χ^2 и синтаксического распознавания целей по их ЭПР. РЛС может работать одновременно на нескольких несущих частотах, либо последовательно изменяя несущую частоту, например, от импульса к импульсу. Интенсивность отраженного сигнала пропорциональна ЭПР для данного угла визирования θ и для каждой из несущих частот.

Записывая показания ЭПР в памяти ЭВМ, получают трехмерную таблицу значений $[\sigma_{ij}]$, так как два угла характеризуют положение цели в пространстве, а третий угол является углом между вектором напряженности электрического поля и горизонтальной плоскостью, т. е. определяет угол поляризации.

Поскольку эквивалентная поверхность рассеяния целей медленно изменяется в зависимости от угла поляризации, этот угол характеризуется пятью различными значениями. Составленная таким образом таблица $[\sigma_{ij}]$ занимает в памяти ЭВМ объем, пропорциональный

$$5Jn(2\pi)^2 D_1 D_2 / \lambda^2,$$

где D_1 — ширина (поперечный размер) объекта; D_2 — длина (продольный размер) объекта; n — число распознаваемых целей; J — число используемых длин волн.

Следующим этапом обработки является классификация на основе мгновенно поступающего объема информации.

Поскольку данные о распознаваемых объектах зарегистрированы в виде таблицы $[\sigma_{ij}]$, то эти данные можно сравнивать с измеренными значениями ЭПР неизвестной цели на J длинах волн, т. е. на основе мгновенно поступающей информации.

Проблема классификации заключается в сравнении вектора измеренных значений ЭПР с каждой из строк таблицы и классификации строк этой таблицы, т. е. угловых положений объекта, так как каждая строка характеризует объект при одном ракурсе.

Таким образом, процедура классификации должна предусматривать определение типа цели и ее ракурса. Единственное затруднение состоит в выборе коэффициента сравнения вектора измеренных значений ЭПР и строки таблицы $[\sigma_{ij}]$, т. е. метрики в строках данной таблицы.

Следует отметить, что таблица $[\sigma_{ij}]$ включает вероятностные величины, требующие применения метрики χ^2 , где эта метрика является оптимальной квадратичной метрикой при исследовании вероятностных процессов. Она описывает различия между объектами в противоположность евклидовой метрике, которая описывает каждый объект в максимально возможной степени. «Расстояние» между объектом σ_i и объектом σ_0 ($\sigma_{01} - \sigma_{0j}$) составляет в этом случае

$$d\chi^2[\sigma_0, \sigma_i] = \sum_{j=1}^J \frac{(\sigma_{ij} - \sigma_{0j})^2}{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sigma_{ij}}.$$

Можно показать, что по сравнению с евклидовым «расстоянием» $d_E^2[\sigma_0, \sigma_i] = \sum_{j=1}^J (\sigma_{ij} - \sigma_{0j})^2$ метрика χ^2 приводит каждый член квадратичной суммы к средней ЭПР $n^{-1} \sum \sigma_{ij}$.

Таким образом, классификация на основе мгновенно поступающего объема информации, базирующаяся на измерении ЭПР распознаваемого объекта для J длин волн, заключается в классификации каждой строки таблицы $[\sigma_{ij}]$ с измеренным вектором ЭПР на основе метрики χ^2 .

Одной из важнейших проблем при такой классификации является выбор числа рабочих длин волн J , а также величины разнosa между ними. При этом возможны следующие два случая: равноразнесенные частоты, т. е. несущие частоты, отличающиеся друг от друга

на постоянную величину, и специально выбранные частоты в соответствии с определенным критерием.

Был проведен эксперимент по распознаванию баллистических (рис. 3.17) целей. Отношение сигнал-шум составляло 10 дБ. Результаты экспериментов показали, что при увеличении числа несущих частот с 2 до 3 и специальном разнose этих частот вероятность распознавания конусов увеличивается от 37 до 98%.

Классификация объекта на основе мгновенно поступающего объема информации дает удовлетворительные результаты при распознавании баллистических

Рис. 3.17. Форма баллистических целей для распознавания по критерию χ^2 ($f_n = 2 \dots 4$ ГГц, $\theta = (0 \dots 20)^\circ$ [14])

целей. Она малоэффективна при распознавании аэродинамических целей из-за неоднозначности диаграмм вторичного излучения этих целей. Единственным способом исключения неоднозначности является использование параметров движения объекта, так как последовательность векторов будет гораздо более однозначной, чем взятый отдельно вектор [14].

Один из способов использования информации о движении объекта носит эмпирический и логический характер: можно утверждать, что в течение промежутка времени Δt наблюдается один и тот же объект, поскольку РЛС следит за одной и той же целью, вариация ракурса ограничена, угловое ускорение ограничено. Указанные три ограничения могут быть использованы в процессе работы для исключения многозначности. В момент вре-

мени t_1 угловые положения объекта могут классифицироваться в соответствии с расстоянием до распознаваемого объекта в метрике χ^2 [14].

В момент времени $t_2 = t_1 + \Delta t$ может быть выполнена та же операция, что дает возможность составить второй перечень угловых положений распознаваемого объекта. Располагая двумя перечнями n чисел положений объекта, можно составить перечень n^2 последовательностей двух угловых положений объекта, при этом некоторые последовательности из перечня не соответствуют вышеуказанным ограничениям и могут быть исключены.

Для оценки эффективности предлагаемого метода распознавания при работе в реальном масштабе времени были проведены эксперименты на моделях самолетов МИГ-15, «Мираж», «Хантер», «Аквильтон» [14]. Размер моделей составлял около 7 см. Модели самолетов располагались на поворотном столе; при этом их угловое положение характеризовалось только азимутом (рис. 3.18). В экспериментах использовалась несую-

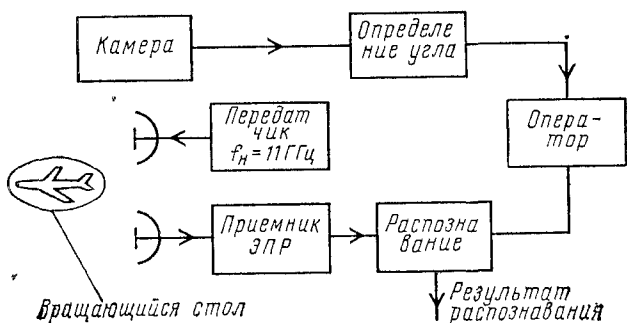


Рис. 3.18. Схема проведения экспериментов для синтаксического распознавания

щая частота 11 ГГц. Отраженные от моделей сигналы поступали на приемник, а затем на устройство распознавания (ЭВМ ИР 2100). Приблизительное значение угла вводилось в ЭВМ через каждые 10 с оператором. Погрешность измерения угла составляла $\pm 10\%$, что соответствует реальным условиям. Скорость вращения стола с моделями самолетов была неизвестной, изменение скорости не превышало 3%, ускорения 0,02%. В ходе более 20 испытаний вероятность распознавания составила 88%. Ракурс цели определялся с погреш-

ностью 0,2 ширины лепестка диаграммы обратного излучения, т. е. с погрешностью около 1° .

В работе [51] делается вывод, что данная методика может успешно использоваться для определения ракурсных углов целей в реальном масштабе времени и для увеличения точности целесообразно на распознаваемых объектах устанавливать уголкового отражатели. Подробно предлагаемый синтаксический метод описан в французском патенте № 7.727.365 от 09.09.1977 г.

Можно сделать вывод, что, несмотря на ряд недостатков, структурный метод перспективен. Его преимущество в том, что описывается большое число классов целей при незначительном числе производных элементов и грамматических правил, причем одно и то же грамматическое правило может быть применено многократно, так как грамматика обладает рекурсивными свойствами.

3.3. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ СОБСТВЕННЫЕ РЕЗОНАНСЫ ЦЕЛЕЙ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ ИХ СИГНАЛАМИ С НЕСКОЛЬКИМИ ЧАСТОТАМИ

Предлагаемые метод и устройство базируются на анализе фазочастотной характеристики (ФЧХ) распознаваемой цели [патент № 3.719.945 (США)]. При этом половина длины волны РЛС выбирается соизмеримой с длиной цели. Тогда, как известно, наблюдается резонансное отражение электромагнитных волн. Металлическим объектам, например самолетам, присущи острые резонансные кривые (АЧХ) и быстро изменяющиеся ФЧХ. Большие объекты, например роца, поверхность земли, скалы, имеют резко отличные АЧХ и ФЧХ. Это позволяет идентифицировать резонансные металлические цели на фоне отражений от почвы и растительности.

Поскольку рассеяние электромагнитной волны от объекта непосредственно зависит от наведенных в нем токов, разность фаз между падающей плоской волной и отраженной волной является той мерой, по которой определяется тип распознаваемой цели.

В устройстве распознавания по патенту США № 3.719.945 осуществляется измерение разности сдвигов фаз, вносимых объектом при его облучении двумя когерентными гармоническими сигналами кратных ча-

стот. Это позволяет выделить объект на окружающем его фоне, а также произвести распознавание (рис. 3.19).

Схема рис. 3.19 включает в себя стабилизированный генератор частоты f_1 , первый умножитель частоты $n \times f_1$, стробируемые усилители 1 и 2, модулятор, сумматор, антенный переключатель (АП), широкополосную антенну, приемные устройства сигналов частот f_1 и $n \times f_1$, умножитель частоты $n \times f_1$, фазовый детектор (ФД), цветной дисплей.

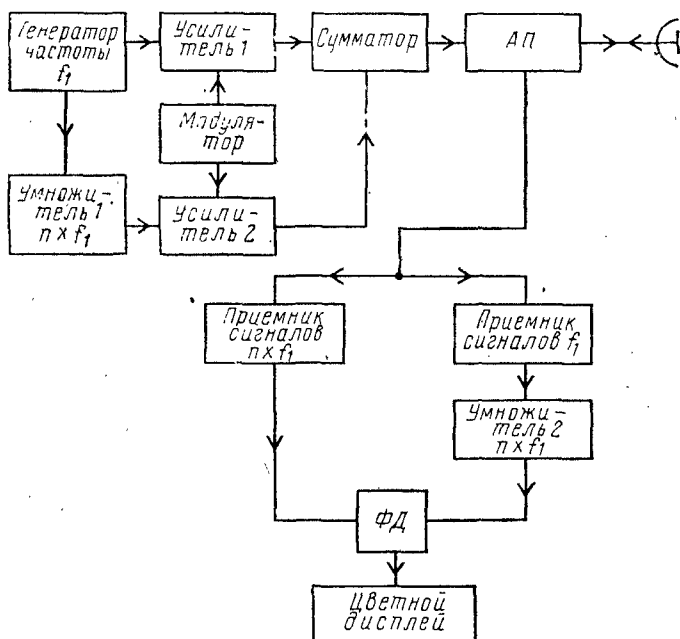


Рис. 3.19. Структурная схема двухчастотной РЛС с устройством распознавания

Высокостабильные синусоидальные колебания несущей частоты f_1 с выхода генератора поступают одновременно на усилитель 1 и умножитель, в котором частота f_1 умножается на целое число n . Обычно выбирают $n=3$ для сравнения фаз сигналов, отраженных от цели в области резонансного рассеяния, рэлеевского рассеяния или рассеивания при втором и третьем резонансах. Частота f_1 соответствует области первого резонанса, когда линейный размер l объекта равен $\lambda/2$.

Естественно, что частоты f_1 и $n \times f_1$ выбираются при условии, что размеры объектов известны хотя бы приблизительно.

Сигналы с частотами f_1 и $n \times f_1$ подаются на стробируемые усилители 1 и 2, где одновременно модулируются импульсом модулятора. Импульсные радиосигналы с частотами f_1 и $n \times f_1$ с выходов усилителей объединяются в сумматоре, проходят через АП и излучаются широкополосной антенной. Таким образом, зондирующие сигналы РЛС представляют собой два когерентных колебания на различных несущих частотах.

Отраженные от цели сигналы принимаются антенной, проходят через АП и затем одновременно поступают на приемные устройства. Одно приемное устройство настроено на частоту $n \times f_1$, а другое — на частоту f_1 . Сигнал с выхода приемника, настроенного на частоту f_1 , приходит на умножитель частоты ($n \times f_1$). Таким образом, сигналы с выхода приемника сигналов $n \times f_1$ и умножителя поступают на фазовый детектор (ФД), с выхода которого информация о разности фаз идет на цветной дисплей. В последнем может быть установлен цветной кинескоп, отображающий цели в координатах «азимут — дальность».

Рассеивающие объекты и радиолокационные металлические цели распознаются по фазовым сдвигам отраженных от них сигналов. Информация об этих фазовых сдвигах отделяется от фазовых сдвигов, возникающих, например, из-за изменения расстояния до цели, угла прихода сигнала, движения цели путем использования двух кратных частот, когерентно связанных между собой.

Отраженные сигналы, принятые одновременно на двух частотах, обрабатываются, сравниваются по фазе и отображаются. При этом выделяются сигналы от металлических объектов на фоне сигналов, отраженных от распределенных объектов, например деревьев или водных поверхностей. Наиболее четким распознавание металлических объектов будет тогда, когда их размеры близки к $\lambda/2$ одного из сигналов. Данный способ и устройство позволяют проводить непосредственное измерение максимальных размеров самолетов и других металлических объектов путем соответствующего выбора частот зондирующих сигналов [пат. № 3.719.945 (США)].

Возможно несколько реализаций РЛС, в которых могут быть использованы сигналы с большим числом ча-

стот. Структурная схема одной из них изображена на рис. 3.20 [пат. № 3.719.945 (США)]. Исходный сигнал основной частоты f_1 с выхода генератора поступает на умножители частоты, где частота f_1 умножается соответственно на 2, 3, ..., n . Затем сигнал частоты f_1 и сигналы кратных частот поступают на соответствующие усилители.

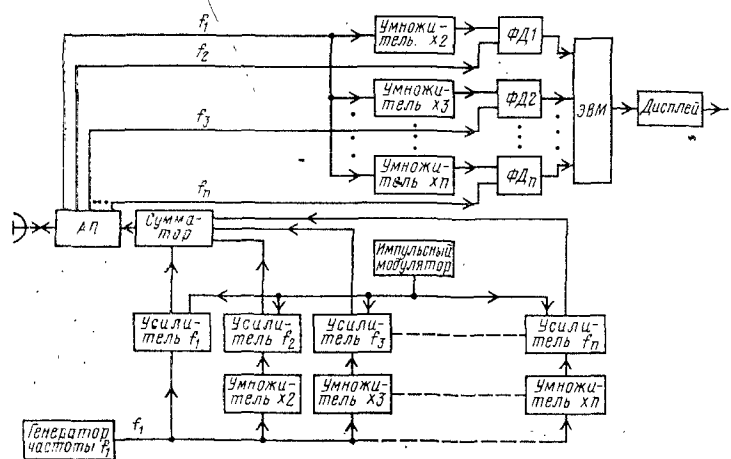


Рис. 3.20. Структурная схема n -частотной РЛС с устройством распознавания

В этих усилителях осуществляется их амплитудная модуляция сигналом импульсного модулятора. Усиленные сигналы подаются на сумматор и антенный переключатель (АП), а затем на антенну. Отраженные сигналы от цели принимаются антенной и через АП проходят на входы фазовых детекторов (ФД). На другие входы ФД действуют сигналы на частотах $2f_1$, $3f_1$, ..., nf_1 . Например, на ФД1 поступает сигнал с умножителя, в котором входной сигнал частоты f_1 умножается на 2. В ФД1 этот сигнал сравнивается по фазе с принимаемым сигналом на частоте $f_2=2f_1$. Принятый сигнал частоты f_1 умножается далее на 3 и сравнивается по фазе в ФД2 с принимаемым сигналом частоты f_3 . Подобной обработке подвергаются все сигналы вплоть до сигнала частоты f_n . Начальные фазы сигналов, отраженных от целей, имеют значения ψ_{c1} — на частоте f_1 , ψ_{c2} — на частоте f_2 , ..., ψ_{cn} — на частоте f_n . Сигналы с выходов ФД подаются в ЭВМ, память которой содержит эталоны целей. Если информация с

выходов ФД совпадает с эталонной, то ЭВМ выдает сигнал признака цели на дисплей.

Известна РЛС, использующая метод сравнения фаз для распознавания радиолокационных целей [пат. № 3.725.917 (США)]. В РЛС осуществляется распознавание целей с помощью характерного фазового сдвига принятых сигналов, или, более строго, с помощью измерения их ФЧХ. Действительно, между током и напряжением на металлических объектах в свободном пространстве существует взаимосвязь по времени и по фазе, которая зависит от размеров объекта и его конфигурации.

Если цель длиной около $\lambda/2$ облучается плоской волной, то она действует как параллельный контур (с резонансом токов), в котором по мере изменения частоты происходит быстрое изменение фазового сдвига между током и напряжением. Такое быстрое изменение фазы наблюдается в металлических объектах только вблизи резонансных размеров. В то же время крупные диэлектрические или металлические структуры имеют другие ФЧХ. Вследствие этого металлические цели могут отличаться от мешающих объектов, таких, как деревья, поверхность воды, особенно, когда размеры металлических целей близки к $\lambda/2$ излучаемого сигнала.

Данная РЛС распознает резонансные металлические цели на фоне естественных отражений от земли и растительности и способна измерять максимальные размеры самолетов или других металлических целей путем соответствующего подбора частоты. Утверждается, что такая РЛС может применяться для распознавания автомобилей, танков, ракетных установок на местности, а также низколетящих самолетов, обнаруживая их на фоне земной поверхности. Она применима и для распознавания самолетов путем измерения их максимальных размеров. При этом в процессе обработки сигналов в РЛС устраняются дополнительные фазовые сдвиги, обусловленные расстоянием до цели, углом падения электромагнитной волны, движением цели и другими факторами.

Длины волн РЛС выбираются так, чтобы обнаружить заданные цели, допуская, что их размеры приблизительно известны. РЛС может работать как в импульсном, так и в непрерывном режимах излучения. Стабилизированный генератор (рис. 3.21) является задающим. Его выходной сигнал поступает одновременно на

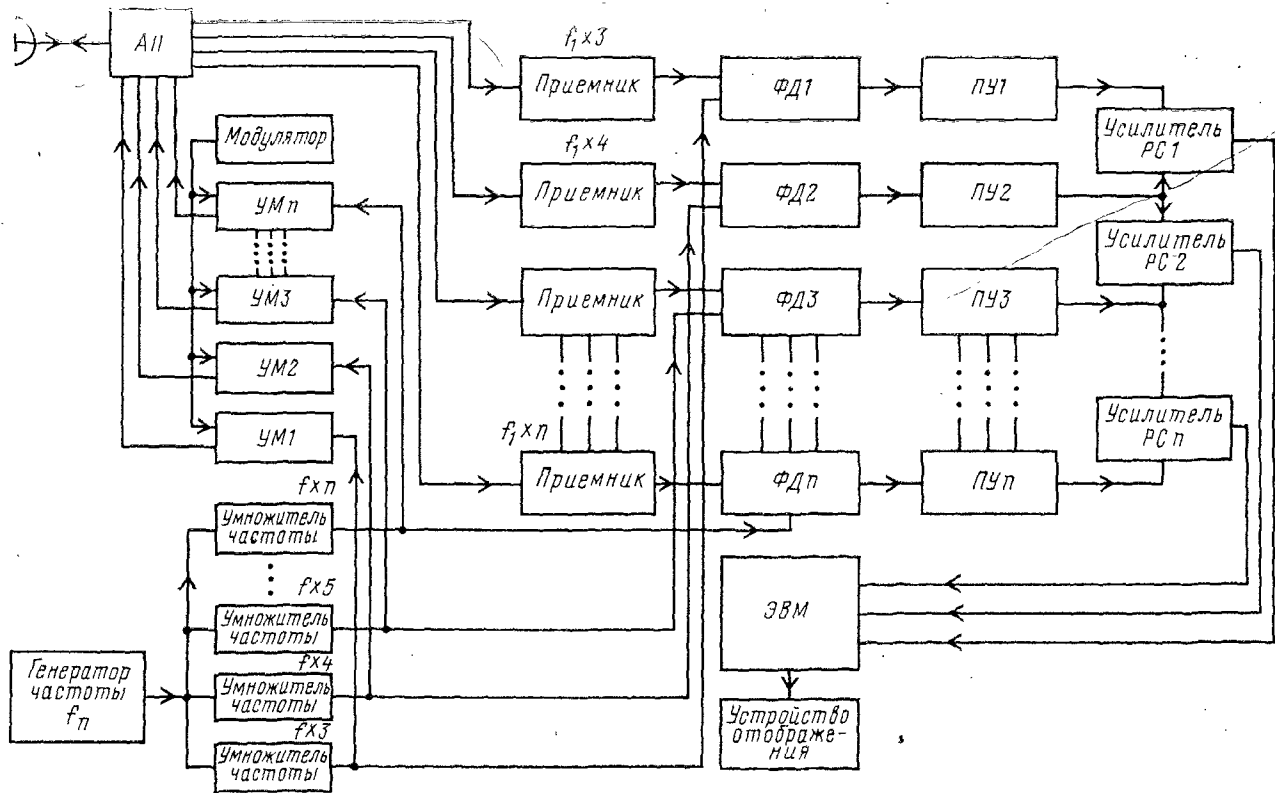


Рис. 3.21. Структурная схема РЛС распознавания целей

умножители, в которых осуществляется увеличение частоты генератора f_1 в 3, 4, 5, ..., n раз, чтобы получились колебания с несущими частотами 150, 200, 250, ..., $n \times 50$ МГц. Отметим, что приведенные числовые данные использованы лишь в качестве примера. Далее эти колебания усиливаются по мощности усилителями УМ1... УМ n соответственно. Последние одновременно стробируются импульсом модулятора. Выходные когерентные сигналы усилителей через антенный переключатель (АП) подаются в антенну и излучаются в направлении цели.

Отраженные от цели сигналы принимаются антенной, проходят через АП и поступают на приемники, настроенные на частоты 150, 200, 250, ..., $n \cdot 50$ МГц соответственно.

Отраженные от цели сигналы записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= E_1 \cos(\omega_1 t + 4\pi r/\lambda_1 + \psi_{c1}), \quad \omega_1 = 2\pi \cdot 150 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}; \\ u_2(t) &= E_2 \cos(\omega_2 t + 16\pi r/3\lambda_1 + \psi_{c2}) \quad \omega_2 = 2\pi \cdot 200 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}; \\ u_3(t) &= E_3 \cos(\omega_3 t + 20\pi r/3\lambda_1 + \psi_{c3}); \\ &\dots \dots \dots \\ u_n(t) &= E_n \cos(\omega_n t + 4\pi nr/3\lambda_1 + \psi_{cn}), \quad \omega_n = 2\pi n \cdot 50 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}, \end{aligned}$$

где ψ_{ci} ($i=1, 2, \dots, n$) — фазовый сдвиг колебания, обусловленный отражением от цели сигнала на частоте if_1 ; λ_1 — длина волны, соответствующая частоте ω_1 ; r — дальность до цели.

Выходной сигнал каждого из приемников воздействует на свой ФД, где происходит сравнение фаз выходных сигналов и непрерывных колебаний тех же частот, формируемых в умножителях. В результате на выходах ФД получаются напряжения пропорциональные фазам: $4\pi r/\lambda_1 + \psi_{c1}$; $16\pi r/3\lambda_1 + \psi_{c2}$; $20\pi r/3\lambda_1 + \psi_{c3}$, ..., $4\pi nr/3\lambda_1 + \psi_{cn}$. Затем выходные напряжения ФД масштабируются с помощью пересчетных устройств (ПУ) соответственно, чтобы получить выходные напряжения, пропорциональные фазам: $4\pi r/\lambda_1 + \psi_{c1}$ (ПУ1); $4\pi r/\lambda_1 + 3\psi_{c2}/4$ (ПУ2); $4\pi r/\lambda_1 + 3\psi_{c3}/5$ (ПУ3) и ... $4\pi r/\lambda_1 + 3\psi_{cn}/4$ (ПУ n). Таким образом, пересчетные устройства производят умножение в приведенном выше примере на 1, 3/4, 3/5, ..., 3/ n .

Выходные сигналы ПУ1 и ПУ2 сравниваются в первом усилителе разностного сигнала (РС), чтобы получить выходной разностный сигнал, пропорциональный $\psi_{c1} - 3\psi_{c2}/4$. Выходные сигналы ПУ2, ПУ3 сравнивают-

ся в усилителе РС2, обеспечивая выходной сигнал, пропорциональный $3\psi_{с2}/4 - 3\psi_{с3}/5$. Выходные сигналы из пересчетных устройств ПУЗ ... ПУ n сравниваются в n -м усилителе РС для получения сигнала, пропорционального $3\psi_{с3}/5 - 3\psi_{сn}/n$. Сигналы, формируемые всеми усилителями, полностью характеризуют заданную цель и обычно имеют форму пачки.

Разностные сигналы поступают на ЭВМ, в памяти которой имеются эталонные разностные сигналы, соответствующие различным радиолокационным целям. После сравнения разностных реальных и эталонных сигналов при их совпадении ЭВМ выдает сигнал на устройство отображения, которое может представлять собой обычный радиолокационный индикатор.

3.4. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ЗАВИСИМОСТЬ ИНТЕНСИВНОСТИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ ОТ ДЛИНЫ ВОЛНЫ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ, А ТАКЖЕ СОБСТВЕННЫЕ РЕЗОНАНСЫ ЦЕЛЕЙ

Этот метод радиолокационного распознавания базируется на фундаментальном физическом эффекте вторичного излучения объектов [пат. № 3.478.354 (США), 5].

Известно, что интенсивность отражения от каждого токопроводящего объекта зависит от его формы и размеров, а также от длины волны РЛС.

На очень низких частотах большинство объектов не отражает падающие электромагнитные волны, а лишь преломляет их. При повышении частоты до значения, при котором размеры отражающего объекта приближаются к $\lambda/2$ РЛС, интенсивность отражений, характеризующая ЭПР цели, резко увеличивается.

Если размер объекта составляет $\lambda/2$, то ЭПР максимальна. При дальнейшем возрастании частоты ЭПР цели будет изменяться и носить колебательный характер. Когда длина волны становится значительно меньше линейных размеров объекта, эффективная поверхность рассеяния практически неизменна. Она определяется площадью первой зоны Френеля. Зависимости ЭПР любого проводящего объекта от длины волны могут быть определены экспериментально. Для ряда объектов простейшей формы, в частности, для сферы, прута и конуса, эти зависимости могут быть определены и теоретически.

На рис. 3.22 показаны экспериментальные кривые, соответствующие результатам отдельных выборочных измерений ЭПР, и теоретические зависимости. По оси ординат отложено нормированное значение ЭПР $\sigma/\pi a^2$, где πa^2 — ЭПР сферы, соответствующая площади пер-

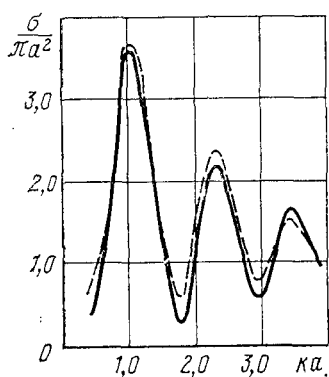


Рис. 3.22. Зависимость ЭПР сферы от длины волны
(— — — экспериментальная.
—— теоретическая)

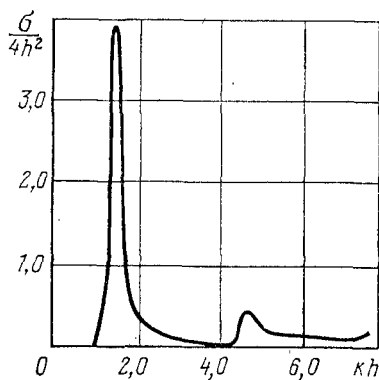


Рис. 3.23. Зависимость ЭПР прута от длины волны
(h — половина длины прута)

вой зоны Френеля для случая зеркального отражения, когда $a/\lambda \gg 1$ (a — радиус сферы). По оси абсцисс отложена нормированная координата ka , где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число. Анализ графиков рис. 3.22 свидетель-

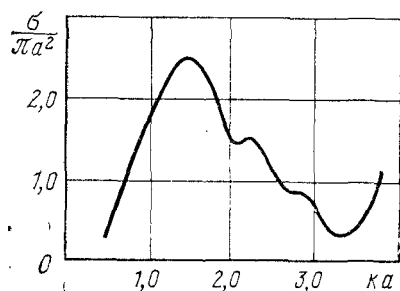


Рис. 3.24. Зависимость ЭПР конуса от частоты
(a — радиус основания конуса)

ствует о хорошем совпадении результатов теоретического расчета и эксперимента. На рис. 3.23, 3.24 приведены зависимости нормированных значений ЭПР металлического прута и конуса от длины волны. При вычислении ЭПР (рис. 3.24) рассматривается случай стабилизированного положения конуса, когда его вершина ориентиро-

вана на РЛС. Анализ приведенных графиков показывает, что зависимости ЭПР объектов в диапазоне длин волн очень специфичны и значительно отличаются для

разных форм объектов и длин волны. Становится возможным распознавание объектов по зависимостям их ЭПР от длины волны λ облучающих сигналов [5].

Известен радиолокационный способ распознавания целей [пат. № 3.478.354 (США)], предназначенный для РЛС противоракетной обороны (ПРО), решающих важную задачу различения боеголовок баллистических ракет от ложных целей. Как правило, боеголовки и ложные цели представляют собой тело сравнительно простой формы (конус, цилиндр, сфера).

Предлагается несколько способов распознавания, например, излучения в направлении цели как минимум сигналов с тремя несущими частотами, две из которых должны соответствовать максимумам резонансных характеристик объекта.

Авторы изобретения по пат. США № 3.478.354 считают, что предлагаемые способы распознавания могут применяться в РЛС, осуществляющих селекцию объектов на фоне водной поверхности, леса и т. д.

3.5. МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА РЕЗУЛЬТАТОВ МНОГОЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ЭПР И ИХ СРАВНЕНИЯ С ЭТАЛОННЫМИ ДАННЫМИ

Набор эталонов для сравнения с ЭПР целей получен с помощью метода интегрального пространственно-временного уравнения, предложенного К. Беннатом [13]. Метод позволяет вычислить точную временную характеристику проводящих тел на всех частотах, включая наиболее сложную область резонанса. Его целесообразно применять там, где требуется определить характеристики отражения широкого класса радиолокационных целей, например выпуклых целей, целей с резкими гранями, тонкими проводами, открытой тонкой поверхностью и т. д. Кроме того, данный метод позволяет вычислить импульсные и связанные с ними частотные характеристики указанных целей. Считается, что применение метода пространственно-временного уравнения все более расширяется [13].

Исследования ЭПР целей проводились с помощью РЛС ALTAIR и TRADEX [13]. Эти РЛС работают одновременно в диапазонах дециметровых волн, причем их две нижние частоты находятся в области резонанса целей.

Исследуемые радиолокационные цели представляют собой сферу диаметром 1 м, эллипсоид вращения диаметром около 1 м и длиной около 2 м и сферический цилиндр диаметром 0,75 м и длиной около 2 м (рис. 3.25).

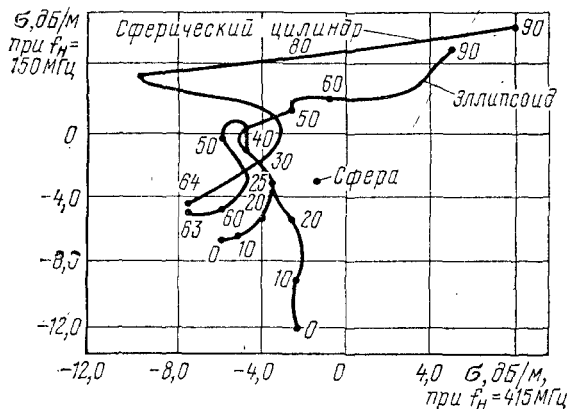


Рис. 3.25. Значения ЭПР σ ряда целей, полученные на многочастотных РЛС.

Цифры означают величину угла θ° между направлением излучения и осью симметрии цели

При определении ЭПР исследуемых целей принималась во внимание круговая поляризация излучения РЛС. Так, например, учитывался факт правосторонней круговой поляризации излучения РЛС и при обработке отраженных сигналов от сферы применялся канал приема с левосторонней круговой поляризацией.

Получены графики зависимости ЭПР ряда целей как функции несущих частот f_1 и f_2 и угла облучения θ , названные «частотно-пространственными траекториями на ОВЧ и УВЧ». Величины ЭПР нормированы относительно значения 1 м^2 . Анализ графиков рис. 3.25 показывает, что ЭПР сферы не меняется при любых углах облучения, ЭПР других целей зависит от угла θ и от частоты зондирующего сигнала, причем эти зависимости достаточно сложны. При облучении сферического цилиндра, когда угол θ мал, значение ЭПР также очень мало. При увеличении угла θ наблюдается рост ЭПР только для несущей частоты 155 МГц, а сама зависимость ЭПР от частоты очень сложная. При больших значениях θ , когда плоскость падающей волны почти совпадает с плоскостью образующей цилиндра, ЭПР

максимальна, и она сравнительно медленно изменяется с его возрастанием. Так же сложна и частотно-пространственная траектория эллипсоида вращения.

Величина ЭПР, полученная на основе многочастотных сигналов, может быть отмечена в виде точки на частотно-пространственной траектории. Местоположение этой точки будет зависеть от типа, размера облучаемой цели, угла облучения θ и вида поляризации. Сравнение траектории точки с эталонной частотно-пространственной траекторией позволяет произвести распознавание цели.

Процесс распознавания идет одновременно с получением данных РЛС. Исследования показали, что для безошибочного распознавания достаточны радиолокационные наблюдения только на двух частотах, которые можно провести за короткий промежуток времени. По мнению авторов [13], дополнительным преимуществом данного метода распознавания является его способность распознавать цель, очень похожую, но не такую, образ которой содержится в памяти эталонов.

3.6. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ СИНТЕЗ ТРЕХМЕРНОГО ОТОБРАЖЕНИЯ ЦЕЛИ ПО ЕЕ ЭПР

В работе [30] отмечается, что в многочастотной РЛС последовательность значений отраженного сигнала от цели вместе со значениями ракурсного угла цели может быть использована для создания трехмерного изображения распознаваемой цели (рис. 3.26). При облучении целей сигналами с частотами в верхней части рэлеевской области, в резонансной области или на частотах 10...200 МГц получают собственные резонансные частоты, которые могут быть использованы для сингулярного анализа [40]. Подробное изложение построения трехмерного изображения по значениям ЭПР в работе [30] отсутствует.

3.7. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ РАЗЛИЧНЫЕ ВИДЫ ПОЛЯРИЗАЦИИ И ЗАВИСИМОСТЬ ИНТЕНСИВНОСТИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ ОТ ДЛИНЫ ВОЛНЫ

В работах [11] для распознавания типов самолетов предлагается использовать радиолокационную инфор-

мацию, содержащуюся в отраженных от целей низкочастотных сигналах. Авторы считают, что данная задача не может быть решена на основе стандартных статистических распределений, так как эти сигналы имеют детерминированный характер.

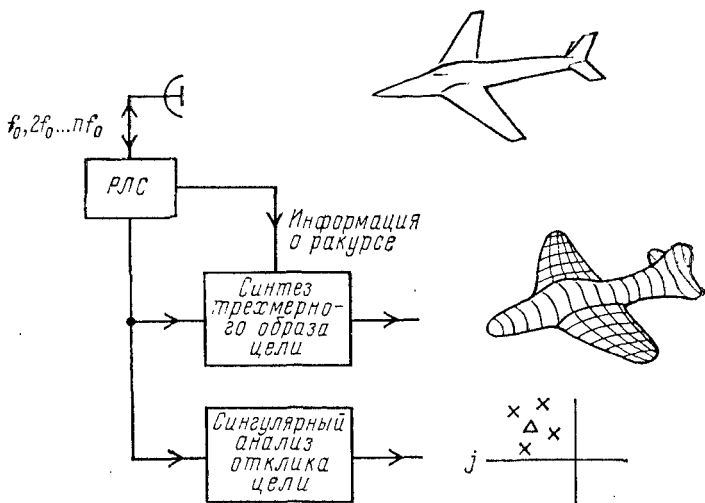


Рис. 3.26. Многочастотное радиолокационное устройство распознавания

Известно [11] также применение сигналов высокой частоты для распознавания типов самолетов, что обусловлено высокой угловой разрешающей способностью, позволяющей получать информацию о форме самолетов, и большой полосой частот сигнала, обеспечивающей более достоверную информацию о характеристиках рассеяния цели. Однако последующие исследования показали, что применение высоких частот не дает достоверной информации о форме самолетов, которая в то же время может быть получена в низкочастотном диапазоне [11].

Для распознавания относительно простых объектов (сфера и цилиндр) низкочастотные сигналы приводят к положительным результатам. Чтобы распознавать самолеты с помощью низкочастотных сигналов, был разработан специальный подход [12]. При этом исследования проводились на моделях самолетов, максималь-

ный размер которых не превышал 7,5 см. Отраженные сигналы от моделей самолетов обрабатывались для первых десяти гармоник частоты 1,08 ГГц, которые охватывают значительную область частот, начиная от низкочастотной (рэлеевской) и кончая первыми резонансными частотами. Вследствие этого длина волны изменялась в пределах от 4-кратного максимального размера модели до 2/5 их максимального размера. Модели самолетов облучались на четырех частотах, а для остальных шести частот использовался расчетный метод.

Данные, полученные экспериментально и в результате вычислений, соответствовали сигналам с двумя видами поляризации: горизонтальной и вертикальной. Вертикальная поляризация обеспечивает максимальное выявление различий между типами самолетов, а горизонтальная позволяет получить более мощный отраженный сигнал, так как прямая, проходящая через плоскость фюзеляжа самолета, совпадает с вектором падающей электромагнитной волны с горизонтальной поляризацией. Для описания пространственной ориентации самолетов достаточно трех параметров [12]: наклонной дальности от РЛС до самолета и углов θ и φ (рис. 3.27).

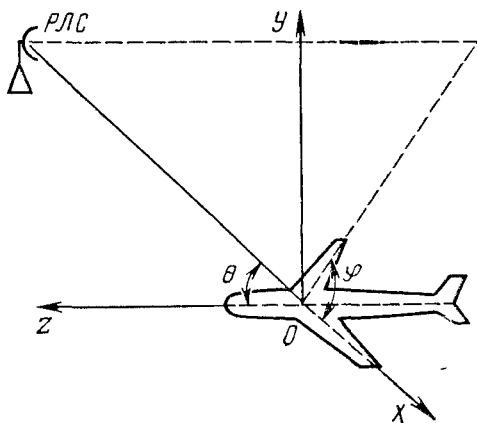


Рис. 3.27 Система координат для распознавания целей

Сказанное означает, что используется сферическая система координат, начало которой совпадает с центром тяжести самолета. При этом оси Ox и Oz совпадают с направлениями левого крыла и продольной оси самолета соответственно. Экспериментальные расчетные

данные для угла φ в диапазоне $\pm 90^\circ$ получались с интервалом $\Delta\varphi = \pm 15^\circ$, а для угла $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ с интервалом $\Delta\theta = 10^\circ$.

Амплитуды радиолокационных сигналов зависят от углов φ и θ . Поэтому для каждого конкретного типа самолета данные об амплитудах должны находиться на двумерной поверхности в n -мерном пространстве, где n — число используемых частот.

Если $x_i(\varphi, \theta)$ представляет собой значение данных для углов φ и θ при i -й частоте, то соответствующий вектор данных для заданного φ и θ в n -мерном пространстве будет иметь вид $x(\varphi, \theta) = [x_1(\varphi, \theta), x_2(\varphi, \theta), \dots, x_n(\varphi, \theta)]$. Наиболее простое приближение поверхности может быть выполнено с помощью билинейных функций, поскольку известны лишь отдельные точки данных, которые лежат на этой поверхности.

Для частоты i и для каждого прямоугольника, стороны которого определяются значениями $\Delta\varphi = 15^\circ$, $\Delta\theta = 10^\circ$, форма соответствия имеет вид [12]

$$x_i(\varphi, \theta) = A_i + B_i\varphi + C_i\theta + D_i\varphi\theta.$$

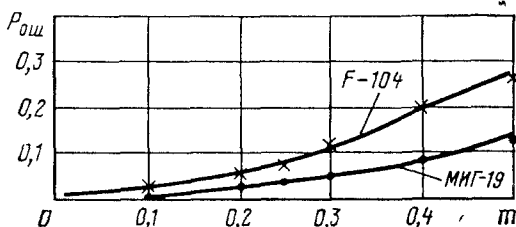
Каждому самолету соответствуют 216 прямоугольников отмеченного выше вида, а каждой i -й частотной составляющей — четыре коэффициента, A_i , B_i , C_i и D_i . Так как пространство признаков одного прямоугольника имеет четыре коэффициента, то для каждого самолета число таких коэффициентов будет $N = 216 \cdot 4 \cdot n$. Следовательно, при $n = 10$ число коэффициентов $N = 8640$. Такое большое число коэффициентов только для одного типа самолета, очевидно, делает рассматриваемый метод непригодным на практике.

Чтобы различить два типа самолетов, необходимо определить, пересекаются ли соответствующие поверхности путем сравнения всех прямоугольников, а для этого необходимо рассмотреть $216 \cdot 216 = 56\,556$ пар.

В той же работе [12] было проведено моделирование, причем для оценки влияния шумов использовалась модель аддитивного гауссовского шума с нулевым средним значением (рис. 3.28). Мощность шума нормализовалась относительно средней мощности сигнала, отраженного от цели. Величина шума и погрешность измерений складывались с сигналами не алгебраически, а векторно, т. е. шум генерировался с учетом как амплитуды, так и фазы. Моделирование проводилось на ЭВМ IBM 370/165. При распознавании самолетов использо-

вались билинейные поверхности. При распознавании самолетов в случае, когда их поверхности незначительно отличались, получен график, показанный на рис. 3.29. Результаты, характеризуемые рис. 3.29, были предварительными. Позже проводились более обширные исследования, а именно был усовершенствован алгоритм распознавания. Такой алгоритм предложили Ксиенский и Линь [37] для распознавания самолетов F-4, F-104, МИГ-19 и МИГ-21 по низкочастотным отражениям радиосигналов с учетом амплитуды, фазы и поляризации отраженных сигналов. Реализация алгоритма состоит из нескольких этапов.

Рис. 3.28. Вероятность ошибки $P_{ош}$ для всех углов наблюдения



На первом этапе используются правило «ближайшего соседа» и метод линейного классификатора. При этом учитываются только амплитуды отраженных сигналов.

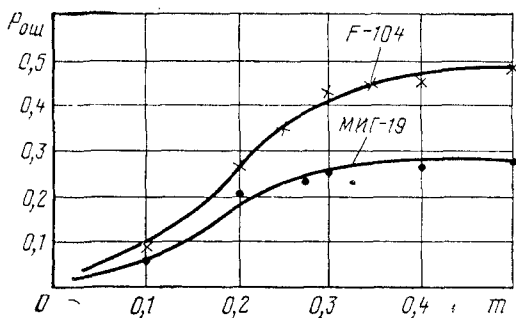


Рис. 3.29. Вероятность ошибки $P_{ош}$ для $\varphi=15^\circ$, $\theta=120...170^\circ$

Метод линейного классификатора состоит в следующем. Формируется n -мерный вектор a_i^k с j -й составляющей, которая представляет собой значение амплитуды j -й частотной составляющей для i -го угла визирования k -й цели. При изменении углового положения цели образуется множество $\{a_i^k\}$ векторов или сгущений

точек n -мерного евклидова пространства, представляющее данную распознаваемую цель.

Две цели различной геометрической формы будут отображаться двумя разными областями n -мерного пространства. В работе [16] установлено, что простые объекты (шар, цилиндр, сфера, куб) могут быть успешно классифицированы с помощью гиперплоскости, т. е. линейно разделены.

Для проверки применимости алгоритма линейного различения самолетов были проведены эксперименты на моделях самолетов МИГ-19 и F-104 с максимальным размером около 8 см. Углы визирования изменялись от 0° до 360° , а углы поворота самолета относительно поперечной оси, т. е. углы тангажа, были $0; 15; 27; 45; 60; 75$ и 90° . Частоты облучения выбирались исходя из условия поддержания точных отношений размеров самолетов к длине волны. Была использована частота $f = 1,08$ ГГц, а также частоты, кратные ей. Модели разных типов самолетов имели одинаковые размеры, и это, по мнению авторов, привело к увеличению верхней границы вероятностей неправильного распознавания [12, 16].

На рис. 3.30 приведены результаты распознавания самолетов F-104 и МИГ-19. Однако было обнаружено, что распознаваемые классы целей не могут быть успешно разделены в общем случае гиперплоскостями, и более эффективным алгоритмом, по мнению авторов, является алгоритм «ближайшего соседа» (БС), сущность которого состоит в следующем [12].

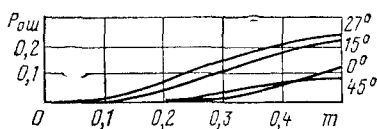


Рис. 3.30. Средняя вероятность неправильной классификации самолета F-104 относительно самолета МИГ-19 для различных углов тангажа (вертикальная поляризация, 10 частот)

Имеются обучающие выборки $[\bar{a}_i^k]$ для каждого из нескольких k классов, полученные в результате приема отраженных сигналов от целей. Неизвестная выборка \bar{y} будет отнесена к классу C^n , т. е. $\bar{y} \in C^n$, если $d(\bar{y}, \bar{a}^n) = \min \| \bar{y} - \bar{a}_i^k \|$, где $d(\bar{y}, \bar{a}^k) = \| \bar{y} - \bar{a}^k \|$, $k = 1, 2, \dots, M$ $i = 1, 2, \dots, N_k$, M — число распознаваемых классов, N_k — объем выборки для k -го класса.

Известно, что при большом объеме выборки вероятность ошибки классификации $P_{ош}$ для алгоритма БС

ограничена снизу байесовской вероятностью ошибки P_B а сверху $2P_B$.

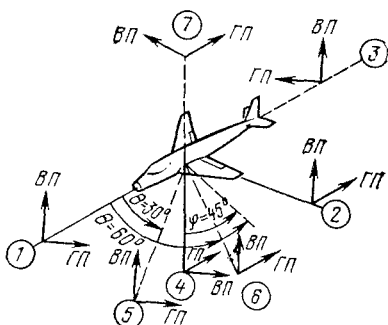
Однако аналитическое определение точного значения $P_{ош}$ весьма сложно осуществить. Поэтому для оценки $P_{ош}$ в зависимости от уровня шумов использовался метод Монте-Карло на ЭВМ. Моделировалось рассеяние значений параметров отраженных сигналов для самолетов F-104, МИГ-19, F-4 и МИГ-21. К каждому члену облучающей последовательности добавлялось значение шума, распределенное по многомерному гауссовскому закону с нулевым математическим ожиданием и одинаковой дисперсией для всех переменных. Осуществлялось нормирование величин шума относительно средне-квадратического значения амплитуд всех отраженных сигналов в данной области, усредненное по всем частотам и по всем типам самолетов.

Значение вероятности $P_{ош}$ оценивалось отношением числа испытаний с ошибочным решением к общему числу испытаний. Отношение шум-сигнал изменялось от 0,1 до 0,5, поскольку оно зависело от поляризации сигналов.

На рис. 3.31 изображена система координат, выбранная для исследований [12].

Рис. 3.31. Система координат, выбранная для отсчета углов визирования:

	1	2	3	4	5	6	7
θ°	0	90	180	90	30	60	90
φ°	90	90	90	0	45	45	180



Так как ориентация самолета по отношению к облучающему сигналу меняется, то поляризация волн, падающих на модель самолета, также изменяется. Тем не менее поляризация падающих волн имела основную составляющую — вертикальную, т. е. перпендикулярную к основным конструктивным элементам самолета (фюзеляжу и планеру). Это хотя и снизило уровень отражен-

ных сигналов по сравнению с горизонтальным облучением, но привело к меньшим значениям вероятности $P_{\text{ош}}$. Исследования показали, что самолет МИГ-19 отличается от МИГ-21 в наибольшей степени, что объясняется, очевидно, значительным различием формы их крыльев; труднее всего выделить F-4 из группы самолетов МИГ-19, F-4 и МИГ-21. Это может быть объяснено тем, что самолет F-4 по сравнению с другими самолетами обладает большей площадью поверхностей и имеет более сложную форму, что приводит к большему, чем у других типов самолетов, изменению параметров рассеивания.

Сравнение линейного алгоритма и алгоритма «ближайшего соседа» показывает, что алгоритм «ближайшего соседа» более эффективен, особенно в условиях близкорасположенных классов распознаваемых объектов [12].

На втором этапе распознавания использовалась информация одновременно о фазе и амплитуде отраженных сигналов [12]. Для этого этапа комплексную огибающую отраженного сигнала на j -й частоте для i -го угла визирования k -го объекта можно представить в виде

$$Z_{ij}^k = a_{ij}^k (\cos \psi_{ij}^k + i \sin \psi_{ij}^k),$$

где a_{ij}^k, ψ_{ij}^k — амплитуда и фаза комплексной огибающей.

Исходя из комплексных составляющих эвклидово расстояние ${}_L \tilde{d}^{r,s}$, между точками, принадлежащими i -му углу визирования объектов, при использовании для облучения L дискретных частот

$${}_L \tilde{d}^{k,s} = \sqrt{[(\bar{z}_i^r - \bar{z}_i^s)^T (\bar{z}_i^r - \bar{z}_i^s)]^*} = \sqrt{\sum_{j=1}^L |z_{ij}^r - z_{ij}^s|^2}.$$

Здесь $*$ — символ комплексно-сопряженной величины; T — символ транспонирования; r, s — распознаваемые классы целей.

Учитывая, что расстояние ${}_L d_i^{r,s}$, получаемое без учета фазы, т. е. когда $d_{ij}^k = |d_{ij}^k|$, составляет

$${}_L d_{ij}^{r,s} = \sqrt{\sum_{j=1}^L (|z_{ij}^r| - |z_{ij}^s|)^2},$$

будем иметь ${}_L\tilde{d}_i^{r,s} \geqslant {}_Ld_i^{r,s}$, так как модуль разности всегда больше или равен разности модулей двух величин.

Были вычислены [12] расстояния ${}_Ld^{r,s}$ и ${}_L\tilde{d}^{r,s}$ для моделей самолетов F-104, МИГ-19 и сделаны следующие выводы:

учет фазы ψ , особенно второй и третьей частотной составляющих, существенным образом увеличивает расстояние между классами;

учет фазы первой частотной составляющей отраженных сигналов не приводит к возрастанию расстояния между классами, так как в нижней части рэлеевского диапазона частот размывание фазовых сдвигов частотных составляющих для различных типов целей является незначительным;

четвертая частотная составляющая не вносит существенного вклада в увеличение среднего расстояния между классами, так как она усиливает лишь локальные вариации расстояния, обусловленные тем, что рассеивание параметров составляющих сигнала на более высоких частотах характеризуется мелкими деталями формы цели;

усредненное значение расстояния для всех угловых положений ${}_L\tilde{d}^{r,s}$ больше, чем ${}_Ld^{r,s}$, примерно в 2 раза, что, очевидно, приведет к уменьшению вероятности $P_{\text{ош}}$ при учете фазовой информации.

Кратчайшее расстояние ${}_L\tilde{d}_i^k$ между неизвестной выборкой до любой точки \bar{z}_k , принадлежащей области сгущения k -го объекта, можно вычислить по формуле

$${}_L\tilde{d}_i^k = \sqrt{\sum_{j=1}^L (z_{ij} - y_{ij})^2}.$$

Тогда в соответствии с правилом «ближайшего соседа» неизвестная выборка \bar{y} будет принадлежать классу C^r , т. е. $\bar{y} \in C^r$, если $d(\bar{y}, \bar{z}^r) = \min_{l,k} \tilde{d}_i^k$, где \bar{z}^k — любой член множества $\{\bar{z}_i^k\}$.

В [12] построены графики зависимости $P_{\text{ош}}$ от отношения шум-сигнал с учетом фазовой информации для правила БС и линейного классификатора. Из сравнения графиков был сделан вывод, что уменьшение $P_{\text{ош}}$ для алгоритма БС по сравнению с алгоритмом линейного классификатора намного превышало 50%.

На третьем этапе исследования [11] проводились по распознаванию моделей самолетов при использовании амплитуды, фазы, а также вертикально и горизонтально поляризованных отраженных сигналов. Необходимость сигналов с двумя видами поляризации связана с тем, что для лучшего описания формы самолета целесообразно получать информацию о длине и размахе крыльев самолета, принимать отраженный сигнал с горизонтальной поляризацией, а для получения информации о высоте планера самолета — отраженный сигнал с вертикальной поляризацией.

Произвольно поляризованные падающие и отраженные волны могут быть разложены на ортогональные линейно-поляризованные компоненты (см. рис. 3.31).

Для обозначения амплитуды и относительной фазы каждой составляющей ортогональные компоненты вектора напряженности электрического поля E удобно представить в комплексной форме. Связь между компонентами вектора напряженности плоской падающей волны $E_{\text{пад}}$ и компонентами вектора плоской отраженной волны $E_{\text{отр}}$ описывается поляризационной матрицей (см. § 1.4).

Параметр, характеризующий значения ЭПР в поляризационной матрице рассеяния, был заменен параметром амплитуды отраженного сигнала a [12]. Тогда сигнал, отраженный от k -й цели, для i -го угла визирования с j -й частотой облучения можно представить в виде

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} a_{ijk}^{BB} \cos \psi_{ijk}^{BB} & a_{ijk}^{BB} \sin \psi_{ijk}^{BB} \\ a_{ijk}^{BR} \cos \psi_{ijk}^{BR} & a_{ijk}^{BR} \sin \psi_{ijk}^{BR} \\ a_{ijk}^{RR} \cos \psi_{ijk}^{RR} & a_{ijk}^{RR} \sin \psi_{ijk}^{RR} \end{bmatrix}.$$

Расстояние между двумя точками пространства, принадлежащими двум различным распознаваемым классам r и S в $6L$ -мерном векторном пространстве, можно записать в виде

$${}_L d_i^{r,s} = \sqrt{\sum_{l=1}^L |S_{ij}^r - S_{ij}^s|^2}.$$

Размерность вектора равна $6L$, так как L — число частот, а для каждой частоты вектор параметров рассеивания имеет размерность 6.

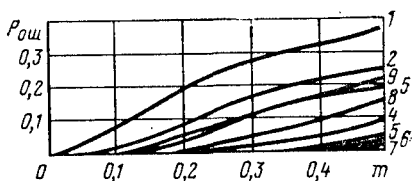
Сравнивая это расстояние с расстояниями, определяемыми в соответствии с выражениями для $\tilde{d}_i^{r,s}$ и ${}^VH_L d_i^{r,s}$, можно записать, что

$${}_L d_i^{r,s} \leq {}_L \tilde{d}_i^{r,s} \leq {}^VH_L d_i^{r,s}.$$

Были вычислены [12] расстояния d , но при их расчете не учитывались составляющие поперечной поляризации, которые хотя и могут служить хорошей мерой симметрии распознаваемого объекта, но для данных моделей самолетов они отсутствовали в отраженных сигналах.

Вычисления показали, что при использовании составляющих отраженных сигналов одновременно с вертикальной и горизонтальной поляризациями расстояние между классами увеличивается весьма существенно.

Рис. 3.32. Средняя вероятность неправильной классификации парного распознавания при использовании алгоритма БС. Вычисления проводились для четырех частот и горизонтальной поляризации отраженных сигналов:



1) $a, E_y, L=4, \bar{A}=2,88$; 2) $a, E_x, L=4, \bar{A}=2,62$; 3) $a, E_x, \varphi, L=4, E_y, \bar{A}=2,88$; 4) $a, E_x, \varphi, L=4, \bar{A}=2,62$; 5) $a, \varphi, E_x, E_y, L=2, \bar{A}=2,55$; 6) $a, \varphi, E_x, E_y, L=3, \bar{A}=2,76$; 7) $a, \varphi, E_x, E_y, L=4, \bar{A}=2,75$; 8) $a, E_x, E_y, L=4, \bar{A}=2,75$; 9) $a, E_x, E_y, L=3, \bar{A}=2,76$ (\bar{A} — среднее значение амплитуды отраженного сигнала)

На рис. 3.32 показаны зависимости $P_{ош} = f(m)$ для распознавания F-104 относительно МИГ-19, F-4 и МИГ-21 при использовании различных информативных параметров: амплитуды a , фазы φ , вертикальной поляризации E_x и горизонтальной поляризации E_y . Из анализа этих графиков можно сделать следующие выводы: для наиболее эффективного распознавания самолетов необходимо использовать информацию о сигналах с вертикальной, а также с горизонтальной поляризациями; причем достаточно только двух дискретных значений частот облучающих волн.

3.8. МЕТОД ВЫДЕЛЕНИЯ ИСТИННЫХ ЦЕЛЕЙ ОТ ЛОЖНЫХ ПО ИХ ЭПР В МНОГОЧАСТОТНОЙ РЛС

Известны устройство и способ, с помощью которых возможно выделить истинные цели среди ложных [пат. № 3.772.689 (США)]. Характеристики сигналов, отраженных от истинных целей, как правило, более сложные, чем соответствующие характеристики ложных целей.

Работа устройства основывается на том, что ЭПР объекта зависит, по меньшей мере, от трех характеристик: частоты излучаемых сигналов, их поляризации и угла, под которым облучается цель.

В случае простого объекта, например сферы, амплитуда отраженных сигналов не зависит от величины курсового угла. Если объект сложный (например, самолет), то амплитуды отраженных сигналов характеризуются большими колебаниями при различных курсовых углах. Для очень сложной цели характерно, что даже весьма малые изменения курсового угла приводят к значительным изменениям амплитуды отраженного сигнала. Таким же образом незначительные изменения частоты или поляризации излучаемого сигнала дают значительные колебания амплитуды отраженного сигнала. Колебания амплитуды отраженного сигнала авторы вышеприведенного патента называют флуктуациями. Для получения флуктуаций зондирующие импульсы могут иметь различную частоту или же одинаковую частоту, но различную поляризацию, либо одинаковую частоту, но быть разнесенными по времени. В последнем случае запись сигналов в течение времени t дает возможность проследить в динамике изменение курсового угла цели и может служить средством ее выделения [пат. № 3.772.689 (США)].

Частота f_n и поляризация E изменяются во времени так, что реализуется максимальное отношение отраженного сигнала наибольшей амплитуды U_{\max} к отраженному сигналу наименьшей амплитуды U_{\min} .

Величина вариации максимального отношения $U = U_{\max}/U_{\min}$ находится в обратной зависимости от степени сложности цели. Чем меньше вариация U , тем сложнее является цель. В описании патента № 3.772.689 (США) представлено пять вариантов его технического решения.

В первом варианте используются два сигнала с разными частотами. Сигналы от шести СВЧ генераторов с помощью переключателей $S1$, $S2$ через антенные переключатели АП1, АП2 поочередно подводятся к антеннам. Амплитудные детекторы (АД) связаны с соответствующими антенными переключателями.

Отраженные сигналы, полученные путем зондирования цели импульсами с частотами $F_1 \dots F_3$, принимаются антенной 1 и поступают на детектор АД1. С выхода АД1 отраженные сигналы подаются на три параллельно включенные схемы совпадения (СС1 ... СС3). Амплитудные детекторы АД1, АД2 могут состоять из частотных полосковых фильтров и усилителей, а также радиолокационного приемника, включая детектор. Входные сигналы на схемы совпадения СС2 и СС3 идут через линии задержки ЛЗ1, ЛЗ2.

Управляющие входы СС1 ... СС3 соединены с неподвижными контактами переключателя $S3$. Сигнал пропустит СС, к управляющему входу которой будет приложено напряжение батарей через контакты переключателя $S3$. Блочные переключатели $S1 \dots S3$ приводятся в движение двигателем (на рис. 3.33 не показан). По мере того как подвижные контакты переключателей $S1$ и $S2$ последовательно замыкаются с неподвижными контактами, сигналы различной частоты $F_1 \dots F_6$ от генераторов поступают через соответствующие АП к антеннам.

Детектор АД2 подключен через линии задержки ЛЗ4, ЛЗ5 к схемам совпадения СС4, СС5, а со схемой совпадения СС6 он соединен непосредственно. При этом схемы совпадений СС5 ... СС6 также имеют управляющие входы, подключенные к неподвижным контактам переключателя $S3$.

Переключатели каналов ПК1 и ПК2 определяют, на какой вход подан сигнал наибольшей амплитуды, и пропускают сигнал только с этого входа. Время задержки линии задержки ЛЗ1, ЛЗ2, ЛЗ3, ЛЗ5 выбрано так, чтобы отраженные сигналы с различными частотами $F_1 \dots F_6$ одновременно поступали на входы ПК1 и ПК2.

Переключатели каналов могут быть такими же, как описано в патенте США № 2.974.286. Триггеры Тг4 ... Тг6 срабатывают, когда амплитуды их входных сигналов превышают определенную заранее установленную величину. Выходы триггеров подключены ко входам матрицы. Триггеры Тг1 ... Тг6 могут представлять собой триггеры Шмитта. Импульс на выходе матрицы появляется в зависимости от конкретной комбинации входных сигналов.

Продетектированные отраженные сигналы, поступающие на входы схем совпадений СС1 ... СС3, одновременно поступают на ПК1. Затем сигнал с наибольшей амплитудой проходит через ПК1 и подается на вход одного из триггеров Тг1 ... Тг3. Если амплитуда этого сигнала достаточно велика, то триггер опрокидывается и на матрицу воздействует входной сигнал. Отраженные сигналы, прошедшие СС4 ... СС6, инвертированы, так что ПК1 пропустит те сигналы, которые имеют наименьшую амплитуду. Затем один из триггеров Тг1 ... Тг3 срабатывает и подает на матрицу входной сигнал.

Определенная комбинация входных сигналов на матрице образует выходной сигнал с определенного выхода. Из рис. 3.33 видно, что выходной сигнал в аналоговой форме на выходе ЦАП зависит от разности частот $F_1 \dots F_6$ при максимальной амплитуде отраженных сигналов с частотами $F_1 \dots F_3$ и при минимальной амплитуде отраженных сигналов с частотами $F_4 \dots F_6$.

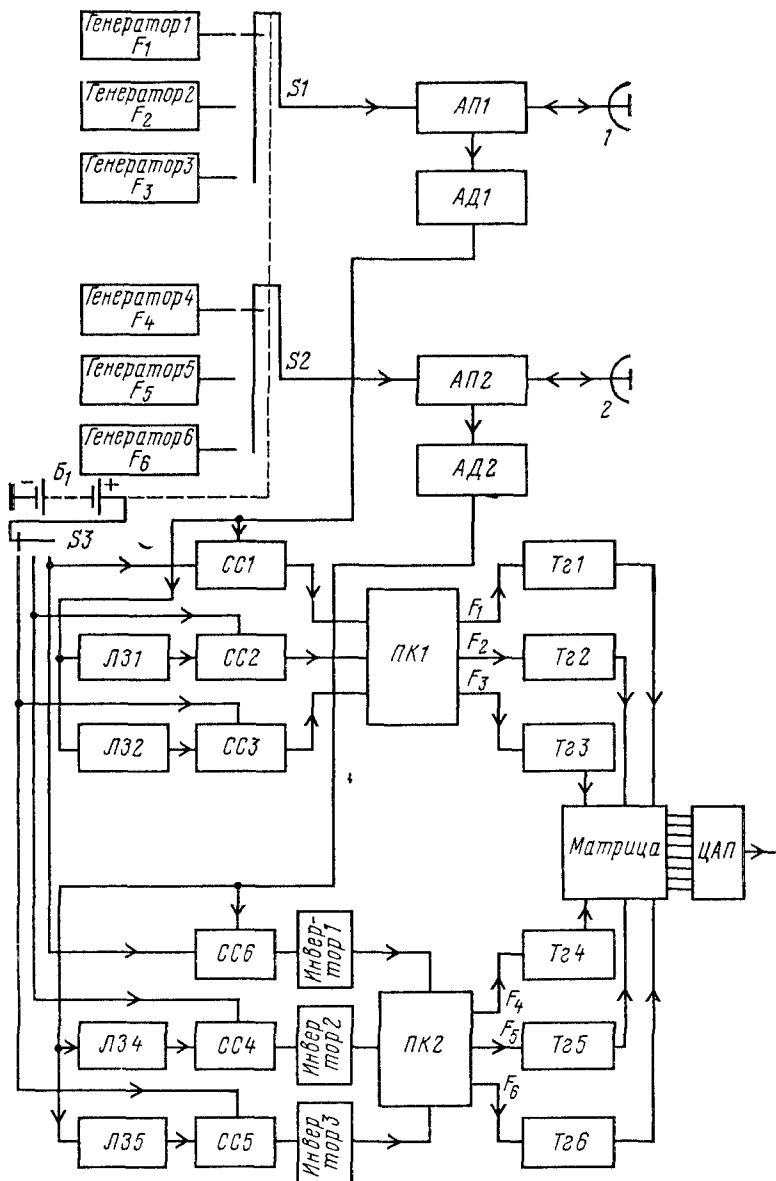


Рис 3.33 Структурная схема устройства распознавания целей (1 й вариант)

Во всех вариантах устройств изменение отраженного сигнала во времени, зависящее от курсового угла цели, используется в качестве информативного параметра для определения степени сложности цели.

Чтобы реализовать эти устройства, необходимо иметь запоминающее устройство с большим объемом памяти для запоминания эталонов от различных целей на различных курсовых углах.

В патенте № 3.772.689 (США) не проведен сравнительный анализ этих пяти вариантов и ни в одном из описанных вариантов не приведены какие-либо конкретные данные относительно того, как будут изменяться параметры отраженных сигналов для разных классов целей.

3.9. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ФЛУКТУАЦИИ ЭПР ВСЛЕДСТВИЕ СЛУЧАЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ЦЕЛИ ПО ТРАЕКТОРИИ

Во время серии исследований [8] уменьшенных моделей самолетов измерялось угловое смещение лепестков их диаграмм обратного рассеяния, наблюдаемого в каком-то определенном направлении. Потом определялось расстояние между двумя точечными источниками, находящимися в месте расположения модели и дающими то же угловое смещение для своих диаграмм обратного рассеяния. Было установлено, что расстояние между указанными источниками находится в диапазоне $1/2 \dots 2/3$ от длины проекции самолета на направление наблюдения.

В этих исследованиях еще используется эхертометрический шум, который образуется в случае, когда применяемый радиолокатор является импульсным. Оценка шума позволяет дать оценку боковых размеров самолета, если известно расстояние до него.

Авторы отмечают [8], что экспериментальные исследования были ограничены имеющимися в их распоряжении РЛС, работающими на частотах 432, 1300, 3000, 5600 и 9000 МГц.

Передатчики (рис. 3.34) представляют собой магнетронные автогенераторы, за исключением передатчика, работающего на частоте 432 МГц и стабилизированного кварцем. Для распознавания используются амплитудные характеристики, так как при распознавании самолетов с помощью зондирующих сигналов с длиной волны $\lambda \ll L$, где L — линейные размеры самолета, цель можно представить в виде небольшого числа точек излучения, называемых блестящими точками.

Чтобы к блестящим точкам можно было применить законы физической оптики, необходимо допустить, что они образованы какими-то частями самолета, имеющими очень большие размеры. Эта гипотеза вполне приемлема, так как для данного эксперимента $\lambda_i \ll L$. В таких условиях соответствующие эффективные сечения

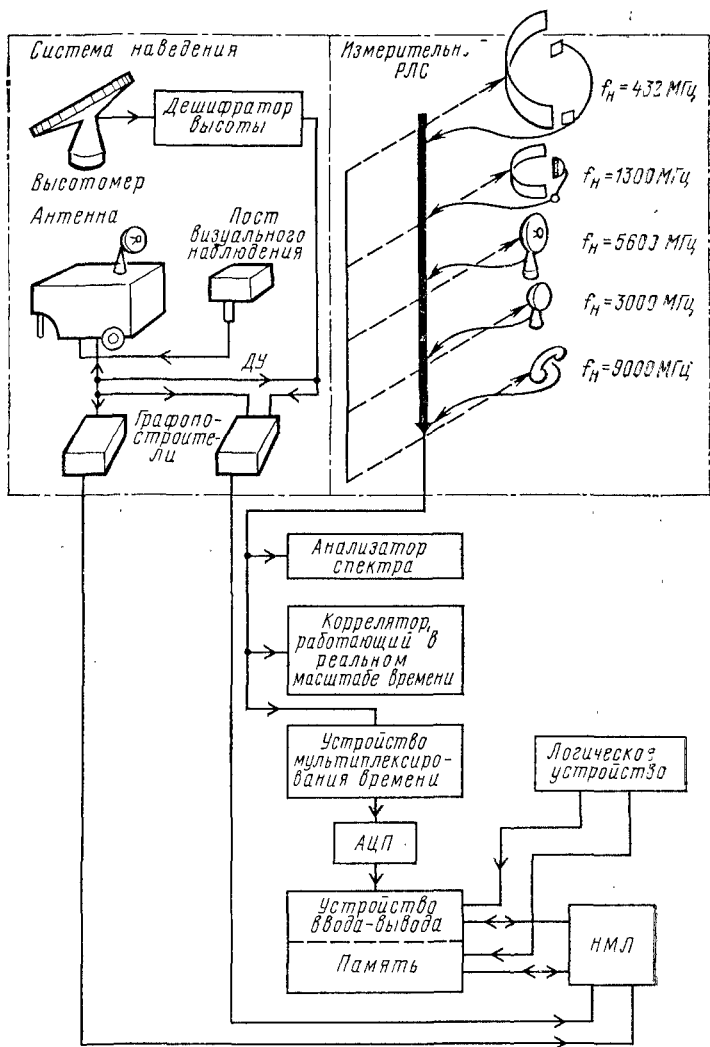


Рис. 3.34. Структурная схема для проведения исследований [8]

для данного наблюдения изменяются в зависимости от длины волны λ по закону λ^{-2} для двух радиусов бесконечной кривизны (плоскость) и по закону λ^{-1} для радиуса бесконечной кривизны и ненулевого радиуса (цилиндр). Они не зависят от λ либо для бесконечного радиуса и нулевого радиуса (ребро), либо для двух ненулевых радиусов (эллипсоид).

Значения эффективных сечений уменьшаются на величину порядка λ для ненулевого радиуса конечной кривизны и нулевого радиуса (кривое ребро) и на величину порядка λ^2 для двух нулевых радиусов (верхушка конуса).

Измерение эффективных сечений при разных поляризациях позволяет получать информативные данные для распознавания. Полученные данные обрабатывались одновременно двумя методами.

Основу первого метода составляет обработка с задержкой во времени, дающая точный анализ данных, которыми являются записанные на магнитной ленте значения амплитуд радиолокационных эхо-сигналов для разных рабочих поляризаций (см. рис. 3.34). Одновременно строятся траектории для горизонтальной и вертикальной составляющих с помощью графопостроителей (см. рис. 3.34), данные с выхода которых записываются в память — накопитель на магнитной ленте (НМЛ). Записываются в память также вспомогательные параметры: метеорологические данные, отношение сигнал-шум, экертометрические колебания (позволяют судить о качестве основных данных). Далее все эти данные обрабатываются в ЭВМ для получения средних статистических значений в зависимости от положения цели по отношению к РЛС и, кроме того, определяются функции корреляции и т. д.

Обработка по второму методу ведется в реальном масштабе времени. Здесь используются полуаналоговый коррелятор, работающий в реальном масштабе времени, и анализатор спектра (см. рис. 3.34).

В спектре эхо-сигналов, отраженных от самолета, который летит по заданному курсу, имеются частоты [18], характерные для данного типа самолета, а также наблюдается чрезвычайная чувствительность амплитудного спектра к маневрам цели. Маневр цели выражается во внезапном изменении спектрального состава до того, как этот маневр проявляется на индикаторах.

Трудности изучения модуляции, вызванной рысканиями по курсу, тангажу и крену, авторы объясняют тем, что медленные модуляции накладываются на те, которые вызваны изменением углового положения антенны РЛС; быстрые модуляции с частотой $F_{б \max}$ очень трудно уловить; для того чтобы их обнаружить, нужно непрерывно получать эхо-сигналы от распознаваемых самолетов. Таким образом, необходима высокая частота повторения F_n зондирующих импульсов [1], т. е.

$$F_{б \max} < F_n/2.$$

3.10. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ИНТЕНСИВНОСТИ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ ОТ ЦЕЛИ НА РАЗНЫХ ЧАСТОТАХ

Можно определить поперечные размеры целей с помощью РЛС, причем для распознавания целей по их размеру используется разность или частное от деления

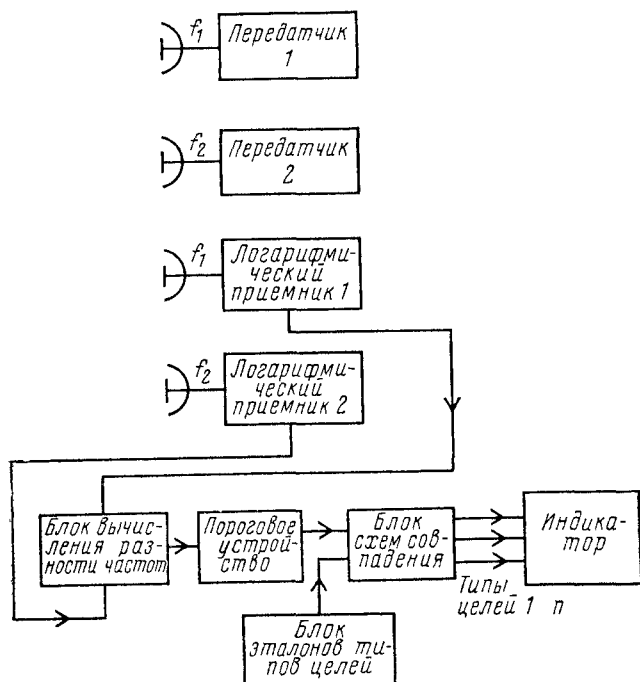


Рис. 3.35. Структурная схема РЛС распознавания целей

амплитуд двух отраженных сигналов, амплитуды которых измерены на разных частотах [патент № 338957 (Швеция)]. Достоинством этого метода, по мнению авторов этого патента, в сравнении с методом, использующим «пропеллерную» модуляцию, является сокращение времени распознавания.

На рис. 3.35 изображена структурная схема наиболее совершенного варианта из предложенных в данном патенте устройств. Из схемы виден принцип ее работы. Различать тип цели предлагается по степени интенсивности свечения отметки от цели на индикаторе РЛС.

ГЛАВА 4.

МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

4.1. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ИМПУЛЬСНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ ЦЕЛИ ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ ИМПУЛЬСА ОЧЕНЬ МАЛОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Импульсная характеристика произвольной цели состоит в основном из двух составляющих [15]. Скачки в электрических характеристиках границ объекта образуют импульсные составляющие, а токи, наводимые на поверхности объекта, приводят к излучению энергии на тех частотах, которые зависят от формы, размеров и материала объекта. Эти участки называются собственными [15]. Амплитуды, фазы и соотношения между двумя видами составляющих зависят от угла, под которым наблюдается объект.

Зависимость импульсной характеристики (отклика цели) $h(t, \theta)$ от угла наблюдения (переменная θ) имеет вид [15]

$$h(t, \theta) = \sum_{l=1}^L a_l(\theta) \delta[t - t_l(\theta)] + \sum_{m=1}^M b_m(\theta) \times \\ \times \exp \{j_m [t - t_m(\theta)]\} u[t - t_m(\theta)]. \quad (4.1)$$

Здесь L — число импульсных составляющих в эхосигнале; M — число собственных типов колебаний в отклике; $a_l(\theta)$, $b_m(\theta)$ — комплексные амплитуды, завися-

щие от угла визирования в l -й и m -й импульсных составляющих собственных колебаний; f_m — m -я собственная резонансная частота, соответствующая полюсам комплексной плоскости.

Алгоритм оценки собственных резонансов в отклике цели. Цель рассматривается как совокупность определенного количества простых объектов, каждый из которых дает вклад в импульсный эхо-сигнал [36, 37, 59—64].

Для реальных объектов в любом импульсном отклике число резонансов i_p бесконечно велико. Однако в отклике на возбуждение с ограниченной шириной спектра будут доминировать резонансы, когда i_p конечно.

Отклик $h(t, \theta)$ на произвольный возбуждающий импульс $g(t)$ длительностью τ_n определяется по формуле [15]:

$$h(t, \theta) = \sum_{m=1}^M C_m \exp \{f_m(t) + \eta(t)\}, \quad (4.2)$$

где C_m — комплексные коэффициенты, зависящие от интенсивности собственных типов колебаний в отклике, а $\eta(t)$ — шум. Коэффициенты C_m определяются ориентацией цели и автокорреляционной функцией отклика.

Авторы отмечают, что геометрическая форма и взаимное расположение объектов простой формы характеризуют собственные резонансы, хотя они и не совпадают с резонансом объекта простой формы, если его облучать отдельно.

При условии, что импульсный отклик запаздывающего отражения измеряется дискретно через интервалы времени $t_i = t + \Delta t$.

Время, в течение которого производится N измерений, $T = \Delta t$. Частоту измерения выбирают достаточно высокой, чтобы воспроизвести частоты собственных резонансов. На основании выражения (4.2) легко находят вектор отклика h , определяемый своими измеренными значениями (выборками) и шумом η [15]:

$$h = \sum_{m=1}^M C_m V_m + \eta. \quad (4.3)$$

Здесь вектор η характеризуется независимыми выборками из шумового процесса, а параметр

$$V_m = \exp(f_m t_1) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(f_m \Delta t) \\ \exp(2f_m \Delta t) \\ \dots \dots \dots \\ \exp[(N-1)f_m \Delta t] \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Авторы цитируемой работы считают, что цель облучается последовательностью импульсов $g_k(t)$, $k=1, \dots, k$. Частота их повторения выбирается достаточно низкой для того, чтобы эхо-сигналы от разных импульсов не интерферировали между собой. Каждый импульс можно считать отрезком случайного процесса, получаемого, например, путем стробирования источника гауссовского шума. Полагается, что случайный процесс имеет среднее значение шума и постоянную спектральную плотность мощности, в полосе частот рассматриваемого сигнала от цели. Корреляция между процессами от разных зондирующих импульсов отсутствует.

Корреляционная матрица отклика зависит только от типа распознаваемого объекта и членов, выражающих мощность сигнала и шума. Так как корреляционная матрица симметрична, то, пользуясь методами матричной алгебры, можно составить систему действительных собственных векторов, а затем найти их собственные значения. Поэтому в дальнейшем проблема анализа корреляционной матрицы сводится к нахождению собственных векторов и собственных значений векторов, причем собственные значения всегда положительны.

Метод оценки резонансов для распознавания целей был проверен на моделях откликов целей [15].

Генерирование случайных чисел позволяет получить последовательность статистически независимых цифр с гауссовским распределением. Зондирующий импульс состоит из 100 случайных цифр. В процессе моделирования импульсный отклик существует в дискретной форме (в виде выборок), и в результате положения резонансов определяются с точностью до доли частоты выборки. Резонансы в модулируемом импульсном отклике выбраны произвольно только для иллюстрации метода и не связаны ни с какой реальной целью.

Результаты математического моделирования показывают, что при усреднении 100 импульсов в корреляционной матрице оценка может быть очень точной. Однако

эти оптимистические результаты получены при отсутствии шумов.

Кроме увеличения числа импульсов уменьшить влияние шумов при оценке корреляционной матрицы можно следующими тремя способами [15]:

1) повышением мощности зондирующих импульсов путем введения внутриимпульсной ЛЧМ или ЧМ более высоких порядков с последующим сжатием эхо-сигналов в согласованном фильтре; 2) увеличением длительности пачки импульсов, облучающих цель, при этом длительность пачки ограничивается числом разрешаемых типов колебаний; 3) многократным периодическим повторением зондирующего импульса и усреднением выборок до вычисления корреляционной матрицы, время усреднения ограничивается изменением угла визирования цели по времени.

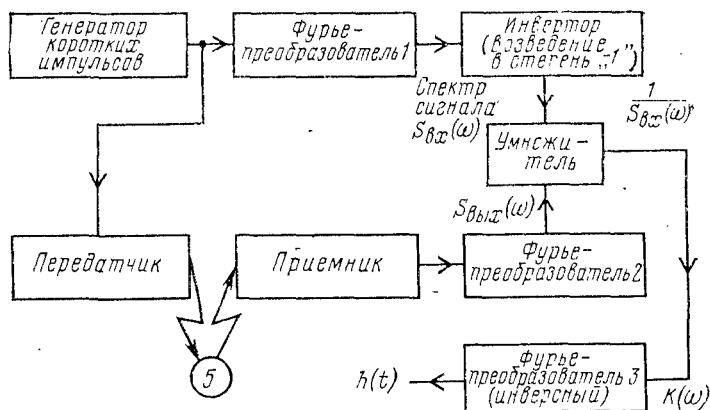


Рис. 4.1. Обобщенная структурная схема устройства распознавания сигналов

Техника распознавания объектов путем получения отклика цели [пат. № 4.084 148 (США)]. По отклику цели в виде совокупности коротких импульсов, соответствующих блестящим точкам, распознаются неподвижные и движущиеся гидроакустические цели. Зондирующий сигнал представляет собой последовательность коротких импульсов.

Обобщенная структурная схема устройства обработки сигналов изображена на рис. 4.1.

Если цель неподвижная, то сигнал на выходе Фурье-преобразователя 3 (инверсного) имеет вид

$$h(t) = \sum_{i=1}^n A_{i0} \delta(t - t_i), \quad (4.5)$$

где A_{i0} — константы, пропорциональные ЭПР блестящих точек; $\delta(t)$ — дельта-функция; n — число блестящих точек.

Когда цель движется, выходной сигнал определяется по формуле

$$h(t) = \sum_{i=1}^n A_{i0} \delta(t - t_i/D), \quad (4.6)$$

где $D = f_s/f_t$ — доплеровский коэффициент; f_s — частота сигнала передающего устройства; f_t — частота принимаемого сигнала.

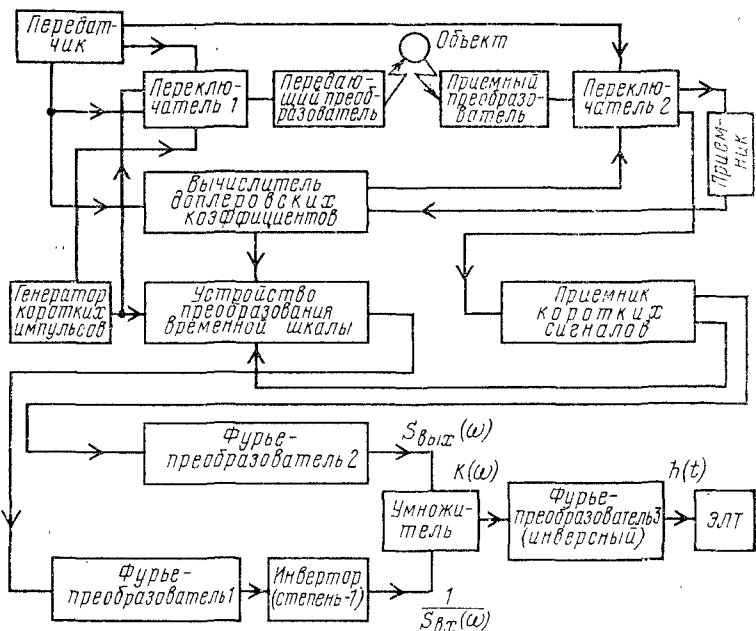


Рис. 4.2. Структурная схема устройства распознавания движущихся объектов [пат. № 4.084.148 (США)]

На рис. 4.2 изображена структурная схема системы распознавания движущихся объектов. Первый этап обработки сигналов в этой системе заключается в измерении доплеровского коэффициента D . Для этого производится излучение и обработка синусоидального ко-

лебания большой длительности. После того как по отраженному длительному сигналу определен коэффициент D осуществляется локация объекта короткими зондирующими импульсами.

Синусоидальный сигнал большой длительности формируется в передатчике и через переключатель 1 подается на передающий преобразователь. Отраженный от движущегося объекта сигнал поступает на приемный преобразователь и через переключатель 2 проходит в приемник. С выхода приемника сигнал подается в схему вычисления доплеровского коэффициента. После определения этого коэффициента формируются зондирующие сигналы малой длительности под действием управляющих импульсов генератора коротких импульсов. Одновременно часть мощности зондирующих сигналов ответвляется в устройство преобразования временной шкалы.

Задача устройства преобразования временной шкалы состоит в том, чтобы сформировать эталонную последовательность сигналов с временами задержек, соответствующими расстояниям между блестящими точками движущейся цели. Затем эта эталонная последовательность импульсов подвергается Фурье-преобразованию и далее инвертированию. Инвертирование представляет возведение в степень минус единицы, чтобы при перемножении в умножителе получить коэффициент передачи $K(\omega)$.

Отраженные от движущейся цели сигналы малой длительности с выхода приемного преобразователя через переключатель 2 поступают на приемник сигналов короткой длительности. С выхода этого приемника эхосигналы подаются на Фурье-преобразователь 2, на выходе которого образуется комплексный спектр отраженного сигнала. Затем в умножителе осуществляется перемножение спектра отраженного сигнала и инвертированного спектра зондирующего сигнала, в результате чего на выходе умножителя 2 формируется комплексный коэффициент передачи $K(\omega)$. Этот коэффициент передачи $K(\omega)$ в инверсном Фурье-преобразователе 3 подвергается обратному преобразованию Фурье, в результате чего на выходе блока получается сигнал в виде совокупности коротких импульсов, отраженных от блестящих точек цели (рис. 4.3).

Сущность указанных выше преобразований в том, что импульсная характеристика $h(t)$ — отклик на импульс-

ное воздействие, является информативным признаком для распознавания целей. Импульсную характеристику цели определяют здесь через комплексную передаточную функцию цели:

$$K(\omega) = S_{\text{вых}}(\omega) / S_{\text{вх}}(\omega),$$

где $S_{\text{вх}}(\omega)$ — спектр зондирующего импульса, который выполняет функцию импульсного воздействия; $S_{\text{вых}}(\omega)$ — спектр отраженного от распознаваемой цели сигнала.

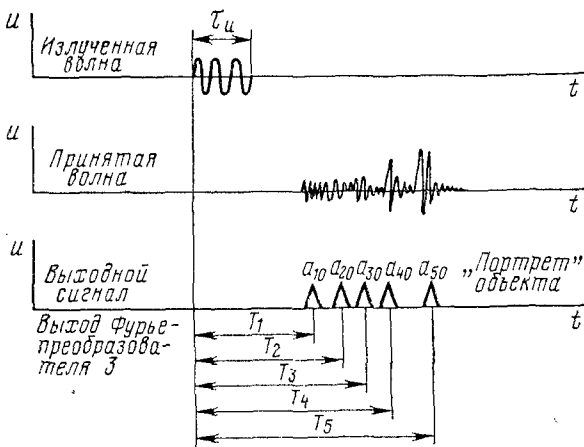


Рис. 4.3. Эюры, поясняющие принцип работы устройства распознавания [пат. № 4.084.148 (США)]

Взяв обратное Фурье-преобразование, которое аппаратно выполняется в инверсном Фурье-преобразователе 3, получим импульсную характеристику

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) e^{i\omega t} d\omega.$$

Распознавание цели осуществляется по совокупности отраженных коротких импульсов, т. е. по локационному изображению цели. В пат. 3.523.292 (США) описано также устройство для снятия импульсной характеристики цели $h(t)$, использованной в качестве параметра для распознавания целей. Устройство работает следующим образом (рис. 4.4). Импульсный генератор, соединенный фидером с проволочной передающей антенной W длиной h , излучает электромагнитное поле в направлении к распознаваемому объекту. Электромагнитная

энергия отражается от цели и поступает в приемную антенну W_2 , находящуюся на расстоянии d от передающей антенны. С выхода приемной антенны отраженный от распознаваемого объекта сигнал воздействует на стробоскопический осциллограф.

Длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ импульсного генератора в идеальном случае должна быть бесконечно мала. Однако практически $\tau_{\text{и}}$ выбирают так, чтобы воздействие принятого поля этого импульса непосредственно от передающей антенны к приемной полностью исчезло к моменту, когда ожидаемое отраженное от распознаваемого объекта импульсное электромагнитное поле достигнет приемной антенны W_2 . Длительность импульса на выходе генератора составляет 30 пс [пат. № 3.523.292 США)].

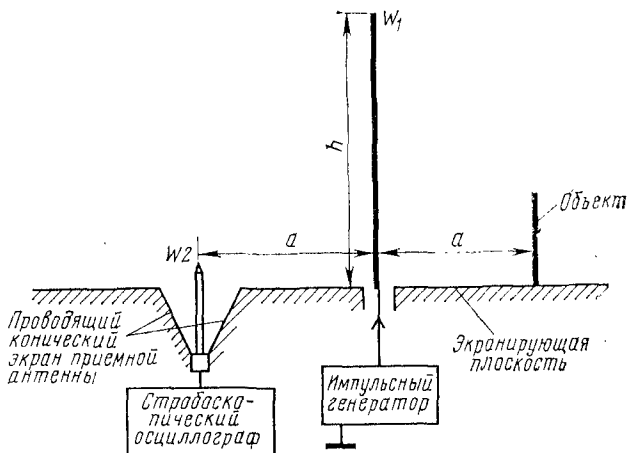


Рис. 4.4. Структурная схема устройства для снятия импульсной характеристики

Приемная антенна W_2 должна быть достаточно широкополосной, для чего ее целесообразно выполнить в виде центрального проводника (см. рис. 4.4) и длинного конического проводящего экрана.

Стробоскопический осциллограф с помощью строб-импульса позволяет наблюдать только сигналы, отраженные от распознаваемого объекта. Без строб-импульса на экране осциллографа импульс отобразится еще до того, как сигнал, соответствующий излучению от конца антенны, достигнет приемной антенны W_2 .

С помощью строб-импульса в осциллографе можно выбрать для отображения только тот импульс, который соответствует импульсному полю, излучаемому от основания антенны $W1$ и отраженному от объекта, который удален на расстояние $2a$ от приемной антенны $W2$.

Выходные одиночные видеоимпульсы импульсного генератора имеют длительность 100 нс (рис. 4.5, *а*), импульсная характеристика приемной антенны показана на рис. 4.5, *б*, т. е. система дифференцирует принятый сигнал.

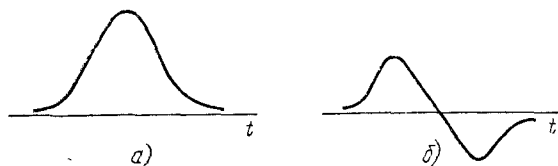


Рис. 4.5. Форма импульса на выходе импульсного генератора (*а*), импульсная характеристика приемной антенны (*б*)

Эксперименты показали, что каждому объекту соответствует своя форма отраженного сигнала (signature) [78].

Необходимость более глубокого изучения и осмысливания механизма обратного вторичного рассеивания потребовала разработки РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности (< 1 м) [95]. Реализация указанной разрешающей способности возможна либо за счет применения немодулированных импульсных сигналов очень малой длительности, либо за счет сигналов с внутриимпульсной модуляцией [95].

Немодулированные сигналы очень малой длительности (единицы — десятки наносекунд) иногда называют сверхширокополосными сигналами (СШПС) [107]. Ширина спектра Δf таких сигналов такова, что $\Delta f/f_c \approx 1$, где f_c — средняя частота сигналов, а внутриимпульсная модуляция в них отсутствует, в отличие от сложных, например ЛЧМ сигналов. Возможно также формирование СШПС суммированием нескольких дискретных гармонических составляющих.

Многочастотные СШПС позволяют получить значение $\Delta f/f_c = 2$, что обеспечивает разрешающую способность в единицы сантиметров. Импульсными СШПС можно добиться $\Delta f/f_c > 1$ при длительности импульсов менее 200 пс [107].

Импульсные СШПС могут быть получены методом импульсной модуляции СВЧ приборов либо ударным возбуждением активных или пассивных СВЧ приборов. При импульсной модуляции используются клистроны, магнетроны, ЛБВ и т. п. [107]. С помощью клистронов и магнетронов из-за их узкополосности получают радиоимпульсы длительностью не короче 5...10 нс, а мощные широкополосные ЛБВ способны генерировать импульсы с длительностью 1 нс и импульсной мощностью 10 кВт. Для формирования радиоимпульсов меньших мощностей, но с высокой частотой повторения используют диоды Ганна и т. д. Ударное возбуждение СВЧ приборов достигается подачей на их входы видеосимпульсов.

Длительность таких импульсов составляет десятки пикосекунд. В качестве генераторов радиоимпульсов используют маломощные ЛБВ, а также пассивные формирующие устройства. Известно получение импульсных СШПС в фазированной антенной решетке (ФАР) путем возбуждения модулей, из которых она состоит [107].

Незначительные мощности, свойственные СШПС, позволяют определять радиолокационные характеристики объектов на удалении до единиц километров, а это на настоящем этапе техники их развития ограничивает область применения только экспериментальными и лабораторными исследованиями [107]. Типичным представителем указанных экспериментальных РЛС является наносекундная РЛС «Микронетикс», специально разра-

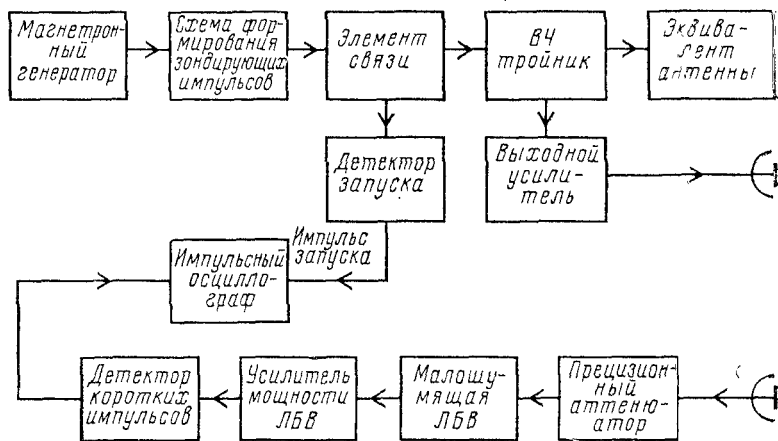


Рис. 4.6. Структурная схема РЛС «Микронетикс» [95]

ботанная для снятия радиолокационных портретов целей [95] (рис. 4.6).

Магнетронный генератор обеспечивает формирование высокочастотных сигналов длительностью около 0,1 мкс. Короткий выброс импульса генератора СВЧ предварительно усиливается и используется далее в качестве зондирующего импульса длительностью 1 нс. Баланс мощности достигается с помощью поглощающей нагрузки — эквивалента антенны.

Часть мощности ответвляется в детектор запуска. Здесь высокочастотные импульсы подвергаются детектированию, а продетектированные импульсы запускают развертку импульсного осциллографа. Большая часть мощности зондирующих сигналов проходит через высокочастотный тройник к выходному усилителю, где осуществляется усиление по мощности. Отраженные от цели эхо-сигналы принимаются отдельной приемной антенной, усиливаются по мощности, детектируются и поступают в канал вертикального отклонения импульсного осциллографа.

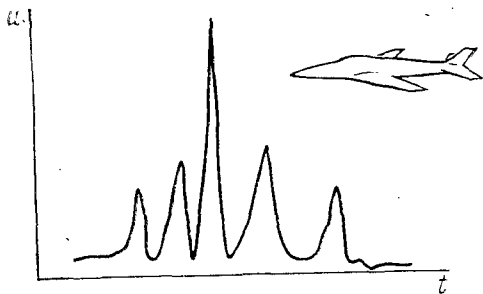


Рис. 4.7. Радиолокационный портрет истребителя F-102

На рис. 4.7 изображены модель истребителя F-102 длиной 182 см и радиолокационный «портрет» этой модели, полученный с помощью РЛС «Микронетикс». Скорость развертки импульсного осциллографа равнялась 0,005 м/нс. Покрытие модели самолета было выполнено из фибергласса, поэтому основной вклад в структуру радиолокационного портрета вносили металлические конструкции внутри модели.

Первый импульс портрета обусловлен отражениями от антенны РЛС, второй и третий импульсы — от попе-

речных растяжек крыльев, четвертый — от ножек шасси и пятый — от кабеля системы управления.

В работе [95] отмечается, что в качестве маломощных наносекундных генераторов с высокой частотой повторения могут использоваться твердотельные приборы. Так, диоды с резким накоплением зарядов формируют видеоимпульсы, которые далее осуществляют импульсную модуляцию источника непрерывных сигналов СВЧ диапазона (X-диапазон).

В работе [9] рассматриваются качественные, а не количественные аспекты вопроса определения формы тел с помощью радиолокационных систем. При этом главное внимание уделяется выяснению физики отражения коротких, т. е. широкополосных электромагнитных импульсов от объектов.

Установлено, что отраженное излучение от точек на поверхности тела (кроме точек, находящихся в районе геометрической тени) состоит из ряда дискретных сигналов. Огибающая каждого из них при определенной полосе пропускания приемника имеет форму, аналогичную форме излучаемого сигнала. Эти отраженные импульсы «образуются» определенными участками, связанными на поверхности цели с проекцией отражающего поля на направление излучения.

При облучении объекта короткими импульсами получают отраженные импульсы, не перекрывающиеся во времени. Расположение импульсов на временной оси устойчиво, причем оно соответствует геометрической форме облучаемого объекта. Это позволяет говорить о радиолокационной сигнатуре цели [9].

Имея априорную информацию о сигнатурах радиолокационных целей, можно осуществить их распознавание. Отмечается, что для повышения эффективности распознавания целей целесообразно не только увеличивать разрешающую способность по дальности, но и добиваться высокой разрешающей способности по угловым координатам.

4.2. МЕТОД, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ СТРУКТУРУ СЖАТОГО СИГНАЛА, ПОЛУЧАЕМОГО В РЛС С ВЫСОКОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ

Известны метод и устройство по патенту США № 4.001.820, предназначенные для использования в РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности.

известных классов целей. В начале задаются исходные весовые коэффициенты и выбирается образ для обучения ЭВМ. Затем рассчитываются новые значения весовых коэффициентов, находится взвешенная сумма сигналов, которая сравнивается с эталоном, а затем этот процесс повторяется до тех пор, пока не будет минимизирована ошибка распознавания.

Устройство включает в себя антенну с двумя видами поляризации, т. е. дуально поляризованную антенну, линию задержки с отводами, логическое устройство для установки весовых коэффициентов, суммирующие усилители, пороговые устройства и логическую схему совпадения (схему «И»), управляемую сигналами пороговых устройств.

Устройство работает следующим образом. Сигнал стробирования по дальности поступает на схему «И»1, вследствие чего обработке для распознавания подвергаются только селектируемые цели по дальности. Линия задержки (ЛЗ), подключенная к выходу элемента «И»1, имеет n отводов, размещенных вдоль ее электрической длины. Число отводов ЛЗ зависит от числа признаков образа цели, используемых программой обучающегося алгоритма (например, от числа блестящих точек радиолокационного портрета). Поэтому расположение отводов ЛЗ является функцией размеров распознаваемой цели, и для точного распознавания количество отводов может быть сделано равным $n=20$ по времени задержки между отводами 5 нс.

К каждому отводу линии задержки подключены взвешивающие устройства, выходы которых связаны с соответствующими шинами (см. рис. 4.8). В свою очередь, с каждой шины снимаются сигналы и выдаются на суммирующий усилитель. Например, с шиной 1 соединен суммирующий усилитель 1, с шиной 2 — суммирующий усилитель 2 и т. д. В каждом из них осуществляется суммирование сигналов, взвешенных соответствующим устройством, подключенным к соответствующей шине. Пороговые устройства (ПУ) срабатывают и формируют сигналы в том случае, когда входные напряжения суммирующих усилителей 1 или 2 превышают пороги.

Весовые коэффициенты выбираются так, чтобы характеристика искомого образца, подлежащего распознаванию и идентификации среди группы распознаваемых характеристик, соответствовала уровню выходного

сигнала суммирующего усилителя, превышающего установленный порог. (Выбор весовых коэффициентов подробно описан ниже.) Суммарный сигнал, превысив порог, вызовет срабатывание соответствующего порогового устройства только тогда, когда радиолокационная характеристика содержит искомый сигнал, подлежащий распознаванию. Алгоритм получения весовых коэффициентов известен под названием «алгоритма вычисления минимума среднего квадрата ошибки» и описан в ТИИЭР, т. 56, № 5, май 1968, с. 836—862.

Переключающая схема работает с частотой, в 2 раза меньшей, чем частота повторения зондирующих импульсов. В течение первого полупериода (равного периоду повторения импульсов) формируется сигнал, который открывает схему «И»₂, и сигнал с выхода порогового устройства поступает на ждущий мультивибратор 1, который вырабатывает стандартный импульс длительностью 1,5 нс. Таким образом обрабатываются сигналы одной поляризации. В следующий период повторения сигнал с выхода инвертора открывает элемент «И»₃, и начинается обработка сигналов другой поляризации. На выходе ждущего мультивибратора 2 формируется стандартный видеоимпульс длительностью 1,5 мс. Эти видеоимпульсы поступают на соответствующие входы логического элемента «И»₄, формируют выходной сигнал распознаваемой цели на выходе порогового устройства и далее поступают на дисплей.

Система установки весовых коэффициентов с цифровым управлением для распознающего устройства РЛС рассматривается в пат. № 3.725.929 (США) (рис. 4.9). Система предназначена для распознающих устройств, которые работают в реальном масштабе времени с радиолокационными сигналами, отраженными от целей и образующими радиолокационные «портреты», или сигнатуры.

Автоматическое распознавание радиолокационного сигнала осуществляется применением метода обработки, включающего в себя сравнение эталонных сигналов с принимаемыми радиолокационными сигналами и последующим объединением результатов сравнения для всех импульсов радиолокационного сигнала, что и обеспечивает распознавание радиолокационной цели.

Весовые коэффициенты изменяются почти независимо с помощью адаптационного алгоритма так, что результаты измерений при распознавании сигналов, от-

Распознавание объектов рассматривается как линейная задача разделения [16]. Тогда n -мерный вектор

Распознавание объектов рассматривается как линейная задача разделения [16]. Тогда n -мерный вектор

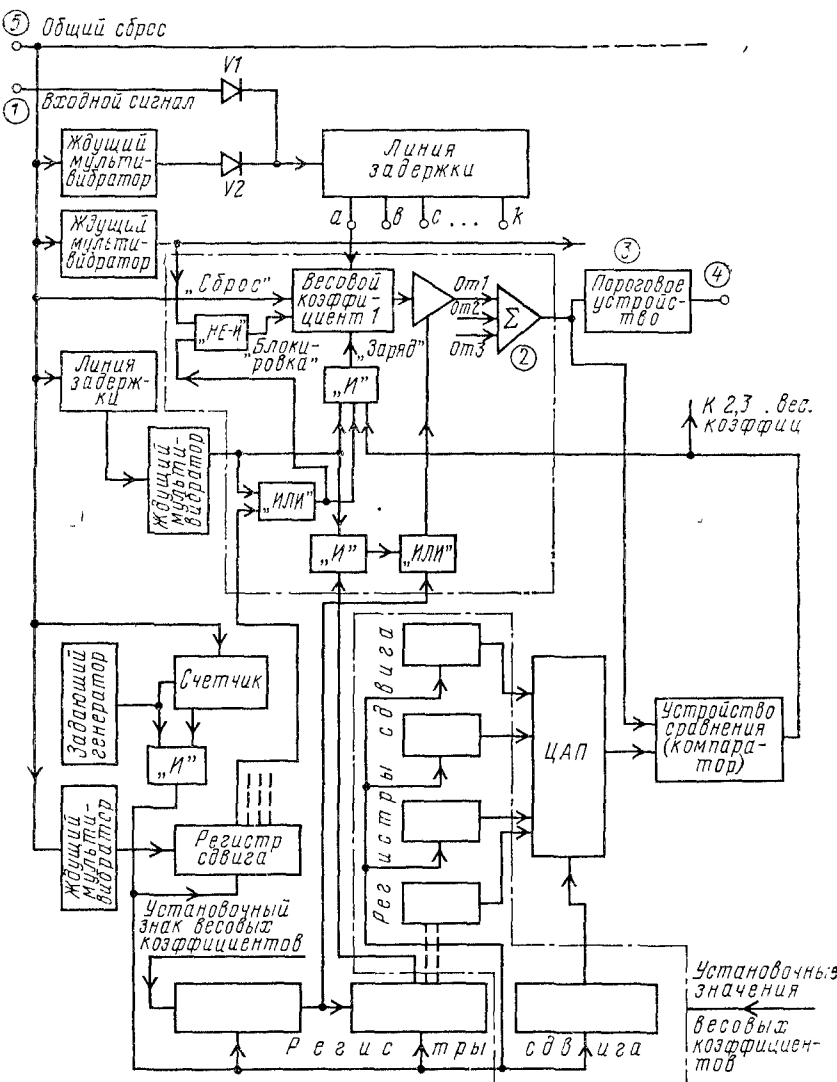


Рис. 4.9. Структурная схема распознающего устройства

a_i^k определяется как отображение, полученное на j -й частоте при i -м угле наблюдения k -го объекта.

Класс объектов геометрически можно представить N_k точками в n -мерном пространстве. Если объекты различаются формой и размерами, можно считать, что каждый класс занимает определенную область в n -мерном пространстве. Граничные решения в этом случае можно найти, определяя каждую область, занимаемую некоторым классом объектов. Области необходимо выбирать так, чтобы минимизировать вероятность погрешности определения класса, когда векторы объектов искажаются шумом. Для упрощения рассуждений n -мерное пространство далее ограничивается n -мерной гиперплоскостью. Подобная гиперплоскость определяется с помощью n -мерного весового вектора ω и порога T , которые для линейной задачи разделения двух классов определяются методами линейного программирования, линейных неравенств и др. Порог T выбирается из условия обеспечения минимума вероятности погрешности определения классов.

Распознавание объектов осуществляется с помощью ЭВМ. В течение времени адаптации происходит «ознакомление» с типовыми радиолокационными сигналами целей, которые впоследствии будут подвергнуты процедуре распознавания. В это же время ЭВМ определяет значения весовых коэффициентов, которые будут использованы в процессе распознавания. Затем весовые коэффициенты подключаются к выводам линии задержки в виде сопротивлений определенной величины. Импульсы радиолокационного сигнала подвергаются весовому суммированию и образуют так называемую весовую выборку, являющуюся мерилем при классификации отраженных сигналов.

Одним из важнейших элементов устройства распознавания является весовой коэффициент или, строго говоря, логическая цепь для установки значений весовых коэффициентов. Она содержит полевой транзистор (рис. 4.10), сопротивление между выводами исток — сток которого зависит, как известно, от напряжения на затворе транзистора. В свою очередь, затвор соединен с обкладкой конденсатора памяти, вторая обкладка которого подключена к коллектору биполярного транзистора.

Радиолокационный сигнал подается на входной сигнальный контакт (см. рис. 4.9). Этот сигнал может идти как с радиолокационного приемника, так и от устройства памяти, в которое он был введен ранее. Радиолокационный сигнал, поступающий с контакта 1 через диод VI, распространяется по линии задержки (ЛЗ). Сигнал сравнивается с эталоном в различных отводах ЛЗ с по-

мощью соответствующих блоков управляемых весов; при этом сравнение осуществляется с весовыми коэффициентами, вводимыми с инверсией или непосредственно в суммирующую цепь 2. Если выходной сигнал суммирующей цепи 2 превышает заранее установленное пороговое значение, определяемое пороговым устройством 3, то на контакте 4 появляется выходной сигнал идентификации радиолокационного сигнала.

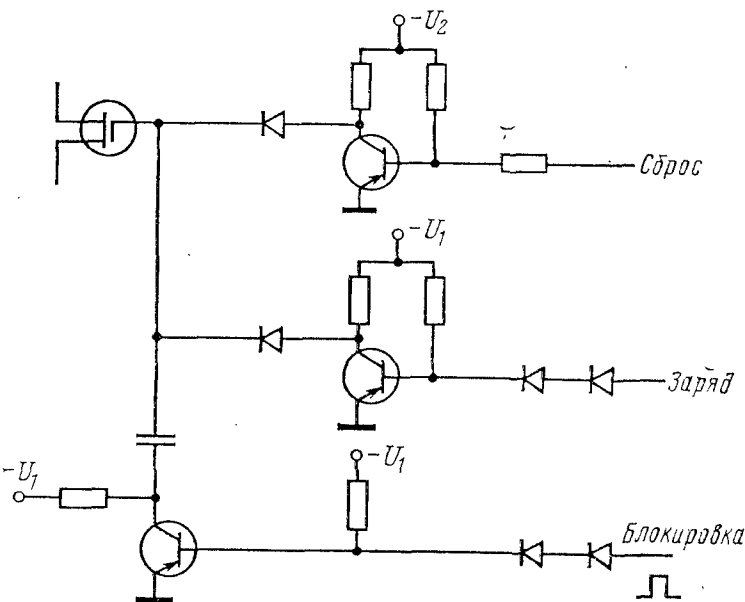


Рис. 4.10. Принципиальная схема логической цепи для установки значений весовых коэффициентов

При практическом использовании распознавателя радиолокационных сигналов описанного типа в его состав вводится устройство синхронизации для подачи сигнала «общий сброс» на контакт 5. После этого устройство синхронизации осуществляет запуск передатчика РЛС. Эхо-сигнал поступает на сигнальный вход 1 и классифицируется распознавателем, включающим в себя ЛЗ, блоки управляемых весов, сумматор и пороговое устройство. Интервал между генерацией сигнала «общий сброс» и запуском передатчика выбирается достаточным для установки любого управляемого веса в схеме распознавателя радиолокационных сигналов.

Известен и другой вариант автоматического с цифровым управлением согласованного фильтра по патенту

США № 3.913.099 для распознавания радиолокационных целей (рис. 4.11). Он обеспечивает распознавание и идентификацию целей, сопровождаемых РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности.

Появление РЛС с разрешающей способностью менее 1 м сделало возможным разрешение отдельных рассеивающих центров цели или так называемых блестящих точек. Эхо-сигнал от облучаемой цели на выходе автоматического согласованного фильтра распознавания целей состоит из ряда дискретных радиоимпульсов, отраженных от блестящих точек. Радиоимпульсы отстоят друг от друга на интервалы, пропорциональные расстояниям между блестящими точками на цели. Для каждой цели характерно свое распределение блестящих точек, а следовательно, и свое расположение на временной оси сжатых радиоимпульсов. Совокупность таких радиоимпульсов, как уже отмечалось, характеризует сигнатуру или радиолокационный портрет цели.

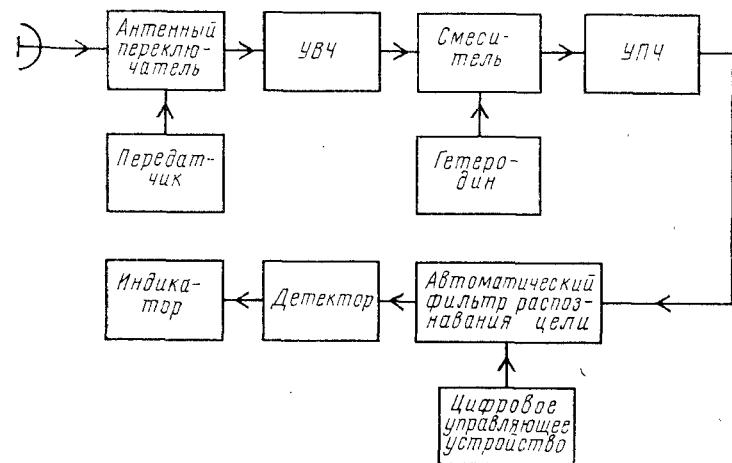


Рис. 4.11. Структурная схема РЛС с автоматическим фильтром распознавания

Распознавание и идентификация целей могут быть осуществлены оператором путем сравнения принимаемых эхо-сигналов с эталонными радиоимпульсными портретами известных целей, т. е. путем сравнения радиолокационных портретов реальной и эталонной целей.

Радиоимпульс, отраженный от блестящей точки, обрабатывается в отдельном канале временной задержки. Каждый канал имеет ряд линий переменной задержки и коммутирующее устройство, которое подключено к своей линии переменной задержки. Управление коммутирующими устройствами осуществляется кодами специального цифрового управляющего устройства. Это устройство выдает коды на каждое коммутирующее устройство, в результате чего выбранные линии переменной задержки любого канала подключаются последовательно друг к другу, чем и обеспечивается требуемая задержка.

После задержки в каналах сжатые радиоимпульсы подаются на сумматор. При этом общий суммарный отраженный от цели выходной сигнал сумматора представляет собой алгебраическую сумму отдельных импульсов, отраженных от блестящих точек. Ясно, что максимум суммарного сигнала будет только в том случае, если обеспечивается согласование времени задержки в каждом канале, устанавливаемом цифровым управляющим устройством, и времени задержки отраженных импульсов от блестящих точек. Иными словами, максимум выходного сигнала достигается при условии, что временной отклик сопровождаемой цели совпадает с временным откликом эталонной цели.

Передачик радиолокатора формирует сигналы с линейной частотной модуляцией, которые излучаются антенной (см. рис. 4.11). Отраженные от цели радиоимпульсы сжимаются согласованным фильтром, при этом их длительность на выходе фильтра $\tau_n = 1/\Delta f$, где Δf — девиация частоты ЛЧМ сигнала. Если последовательность радиоимпульсов облучает цель, содержащую, например, четыре блестящие точки, $БТ_1$, $БТ_2$, $БТ_3$ и $БТ_4$ (рис. 4.12,а), то отраженный сигнал на выходе оптимального фильтра будет иметь вид, как на рис. 4.12,б, где радиоимпульсы P_1 , P_2 , P_3 , P_4 — сигналы, отраженные от соответствующих блестящих точек. Амплитуды радиоимпульсов P_1 , P_2 , P_3 , P_4 пропорциональны ЭПР соответствующих блестящих точек, а временные интервалы между импульсами t_1 , t_2 , t_3 пропорциональны расстояниям d_1 , d_2 , d_3 между блестящими точками.

Распознавание и идентификация целей РЛС может осуществляться сравнением радиолокационного портрета цели (рис. 4.12,б) с эталонными портретами известных радиолокационных целей. Можно добиться более

эффективного распознавания, если вместо радиолокационных портретов сравнивать суммарные сигналы P' (рис. 4.12, в), представляющие сумму радиопульсов P_1, P_2, P_3, P_4 , с аналогичными суммарными сигналами, отраженными от известных целей.

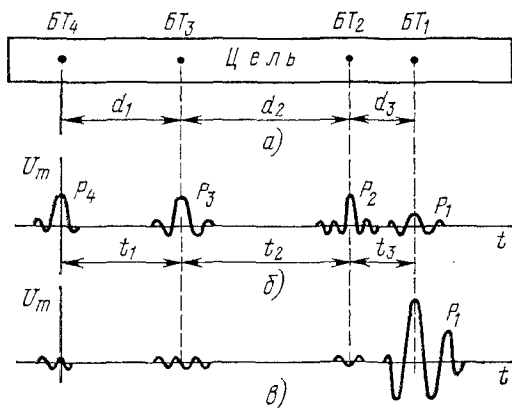


Рис. 4.12. Отраженный сигнал на выходе фильтра сжатия (БТ — «блестящие точки» цели)

Устройство (рис. 4.13) содержит делитель мощности, который делит типовой входной сигнал от цели (см. рис. 4.12, б) на четыре одиночных радиопульса, P_1, P_2, P_3, P_4 . Каждый из этих импульсов подается на один из четырех идентичных каналов временной задержки. Такой канал состоит из линии переменной задержки радиосигналов и схемы коммутации, управляемой цифровым кодом цифрового управляющего устройства (ЦУУ). Задержанные выходные сигналы четырех каналов временной задержки объединяются с помощью сумматора, на выходе которого получается суммарный выходной сигнал P' .

Радиопульсы P_1, P_2, P_3, P_4 радиолокационного портрета задерживаются в соответствующем канале временной задержки на интервал времени, пропорциональный их физическому местоположению на цели (см. рис. 4.12, а). Так, например, импульс P_1 должен задерживаться на время $t_1 + t_2 + t_3$, которое соответствует промежутку времени между импульсами (см. рис. 4.12). Аналогично импульс P_2 должен задерживаться на время $t_2 + t_1$, а импульс P_3 — на время t_1 .

Упрощенная схема канала временной задержки изображена на рис. 4.14 [пат. № 3.913.099 (США)].

Рассмотрим для примера прохождение через канал временной задержки импульса P_1 (рис. 4.14). Канал временной задержки включает ряд ЛЗ, которые имеют временные интервалы задержки $t'_1, t'_2, t'_3, t'_4, t'_5$ и t'_6 соответственно.

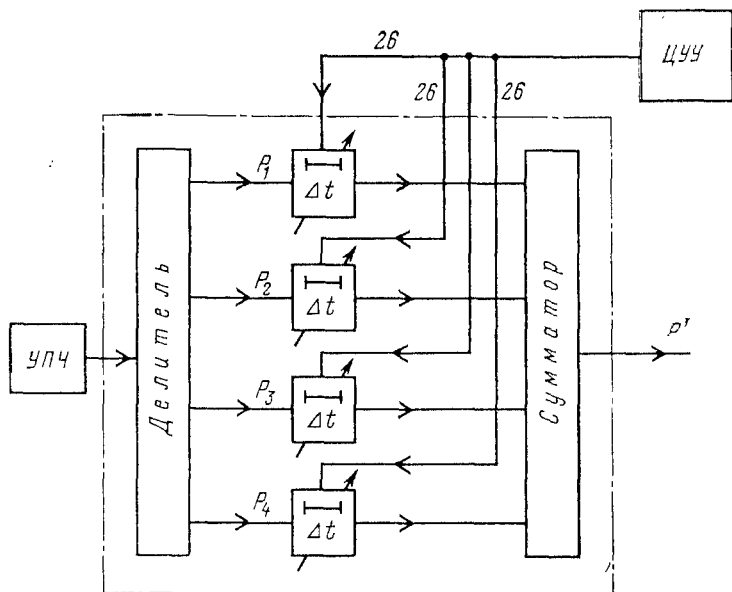


Рис. 4.13. Упрощенная схема автоматического фильтра распознавания

К каждой ЛЗ подключена схема коммутации, состоящая из первой и второй пары фазовращателей на $p-i-n$ -диодах. Схема коммутации управляется цифровым кодом от цифрового управляющего устройства (ЦУУ). В соответствии с кодом схема коммутации выборочно переключает определенные ЛЗ; например, коаксиальные ЛЗ могут быть подключены последовательно. Если, например, цифровой сигнал «единица» с цифрового управляющего устройства поступает на ЛЗ с временем задержки t'_1 то $p-i-n$ -диоды $V1, V2$ будут открыты и импульс P_1 проходит на выход канала временной задержки, минуя ЛЗ. Если с ЦУУ поступает сигнал «ноль», открываются $p-i-n$ -диоды $V3, V4$ и

импульс P_1 поступает на ЛЗ, в результате чего он задерживается на интервал времени $t'_1 = t_1 + t_2 + t_3$.

Аналогичным образом 6-разрядный цифровой код может обеспечивать любую временную задержку при использовании шести ЛЗ, необходимую для сложения радиоимпульсов, совокупность которых представляет электромагнитный портрет. Суммарный радиосигнал P' получается на выходе сумматора (см. рис. 4.13) и представляет собой алгебраическую сумму отдельных радиоимпульсов электромагнитного портрета P_1, P_2, P_3, P_4 .

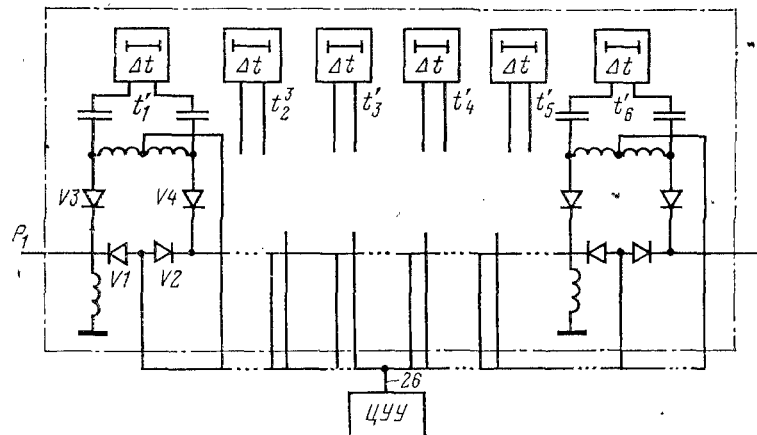


Рис. 4.14. Упрощенная схема канала временной задержки

Следует отметить, что любая радиолокационная цель с другим расположением блестящих точек не будет согласована с фильтром. Суммарный сигнал будет отличаться от сигнала P' , являющегося характеристикой цели. Суммарный сигнал P' с выхода сумматора подается на детектор приемного устройства (см. рис. 4.11) и далее на индикатор.

Таким образом, если отраженный сигнал сопровождаемой цели согласуется с установленной комбинацией задержек, то происходит распознавание и идентификация цели, что отображается на индикаторе. В противном случае цифровое управляющее устройство выдает комбинацию интервалов задержки, которая соответствует другой известной цели.

Такая процедура повторяется до тех пор, пока не наступит согласование между сопровождаемой и эта-

лонной целью. Параметры системы распознавания, а точнее, автоматического фильтра распознавания определяются ожидаемой длиной цели, разрешающей способностью РЛС и несущей частотой излучения. Необходимое число каналов временной задержки n определяется числом ожидаемых блестящих точек на цели [7].

Метод распознавания, использующий структуру сжатого сигнала путем облучения объекта из разных точек пространства. В работе

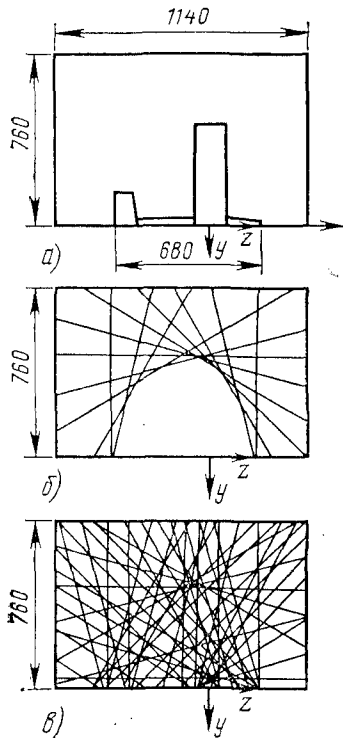


Рис. 4.15. Принцип получения контура радиолокационной цели

[7] рассматриваются вопросы определения контуров радиолокационных целей в РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности путем оценки положения рассеивающих центров из различных точек наблюдения. Информация о координатах рассеивающих центров будет достоверной только тогда, когда разрешающая способность по дальности является достаточно высокой. При использовании ЛЧМ радиопульсов девиация частоты Δf должна быть такой, при которой два рассеивающих центра тела (две блестящие точки) различаются на расстоянии Δr . Тогда разрешающая способность по дальности $\Delta r = c/2\Delta f$, где c — скорость света, Δf — девиация частоты.

Для измерений на моделях, размеры которых не превышают 1 м, необходима разрешающая способность в несколько сантиметров. Требуемая для этого девиация частоты составляет несколько гигагерц и достигается лучше всего в генераторах качающейся частоты (ГКЧ) на ЛОВ. Были поставлены эксперименты по определению рассеивающих центров модели планера,

размах крыльев которой 1000 мм, а длина 680 мм (рис. 4.15,а). Модель облучалась сигналом с линейной частотной модуляцией на несущей частоте $f_n = 9,35$ ГГц с девиацией частоты $\Delta f = 3,75$ ГГц. Распределение отражающих участков цели снималось в диапазоне углов 180° через 15° . Через измеренные максимумы амплитуд блестящих точек проводились прямые линии (рис. 4.15,б). Однако данный метод давал хорошее изображение лишь тогда, когда для каждого направления учитывалась только первая блестящая точка. Как видно из рис. 4.15,в, прямые ограничивают относительно точно участок, в котором находится самолет. Если учесть все блестящие точки цели, то получим неясное изображение (рис. 4.15,б), которое не дает наблюдателю достаточной информации о положении объекта из-за множества пересекающихся прямых.

Следует отметить, что места, где плотность линий особенно высока, с некоторой вероятностью могут быть частью сечения тела распознаваемого объекта. Поэтому если разделить, как схематически изображено на рис. 4.16,а, часть пространства, в котором ожидается объект, на элементарные площадки с размерами Δy , Δz , то каждой такой площадке может быть присвоена ячейка запоминающего устройства и подсчитано, как часто данной площадки касается прямая. Число A прямых, которые касаются определенной площадки, может быть нанесено над площадкой в объемном изображении. Таким образом, получают изображение возвышенности, высота которой является мерой вероятности, с которой эта площадка является частью сечения тела распознаваемого объекта.

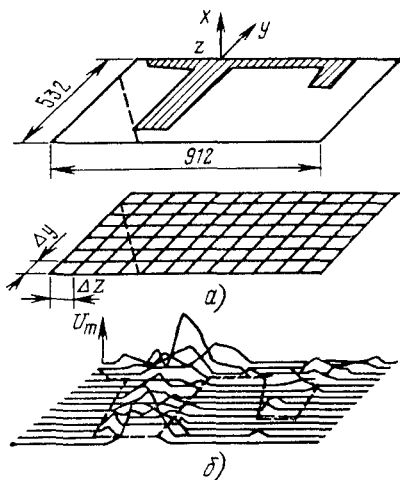


Рис. 4.16. Принцип получения формы радиолокационной цели

На рис. 4.16,б изображены отличными от нуля амплитудами только те площадки, которых касаются не менее пяти прямых. На этом изображении можно узнать участки носа самолета, несущих крыльев, хвостового оперения на конце фюзеляжа, что позволяет оценить и форму распознаваемого объекта. В реальных условиях, когда объект непрерывно перемещается относительно РЛС, ракурс объекта относительно РЛС будет постоянно изменяться. Вследствие этого, а также из-за изменения расстояния между РЛС и объектом, обработка сигналов, поступающих от блестящих точек, и воссоздание рельефа объекта сильно затрудняются. Для нахождения путей распознавания движущихся целей необходимо проводить дальнейшие исследования [7].

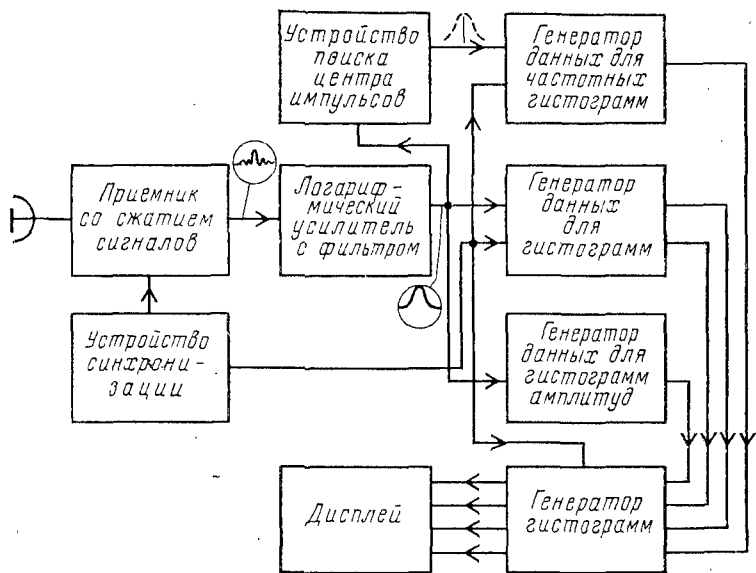


Рис. 4.17. Структурная схема устройства распознавания

Метод распознавания, использующий сжатие сигналов, по которым строятся гистограммы. Известно устройство для распознавания на базе приемника со сжатием сигналов [пат. № 4.166.980 (США)]. Тип сигнала распознается на основе анализа вида его модуляции с помощью гистограмм. Устройство распознавания (рис. 4.17) работает следующим образом. Принятые сигналы от антенны поступают на приемник со

сжатием сигналов. В состав приемника входит местный гетеродин (МГ) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Скорость перестройки частоты МГ управляется с высокой точностью устройством синхронизации, что позволяет в любой момент времени точно определить частоту сигнала на выходе приемника. Это связано с тем, что в состав приемника входит дисперсионная линия задержки (ЛЗ), обеспечивающая сжатие принятых сигналов. Время задержки ЛЗ для разных частот разное. Поэтому положение сжатого импульса на временной оси однозначно определяет частоту сигнала.

С выхода приемника сигнал поступает на логарифмический усилитель с фильтром, соединенный с генераторами данных, которые преобразуют аналоговый сигнал в цифровую форму для генератора гистограмм. Выход усилителя подключен также ко входу устройства поиска центра импульса (пиковый детектор).

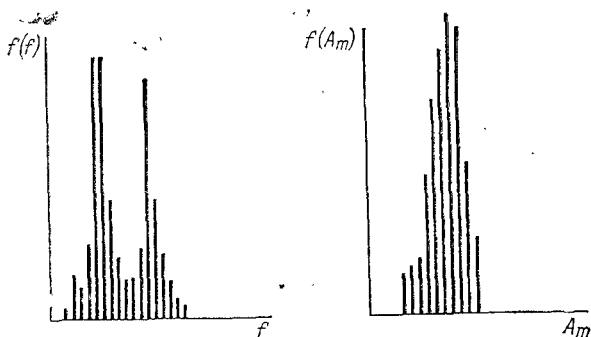


Рис. 4.18. Гистограммы, поясняющие работу устройства распознавания

В качестве частотного признака сжатого сигнала используют частоту импульса, расположенного в центре структуры сигнала. Но так как ранее отмечалось, что временное положение сжатого импульса однозначно характеризует его частоту, пиковый детектор определяет частоту поступившего сигнала.

Выход устройства синхронизации подключен к генераторам гистограмм, чтобы обеспечить выдачу значений частоты при вычислении в них данных для гистограмм (рис. 4.18).

Генератор гистограмм (рис. 4.19) обрабатывает двоичные коды и определяет число колебаний различных значе-

ний соответствующего параметра (амплитуды U_m и частоты f) в течение заданного интервала времени для распознаваемого сигнала. Двоичные коды исследуемых параметров с выхода генератора данных — АЦП (см. рис. 4.19) — поступают в блок памяти, где они исполь-

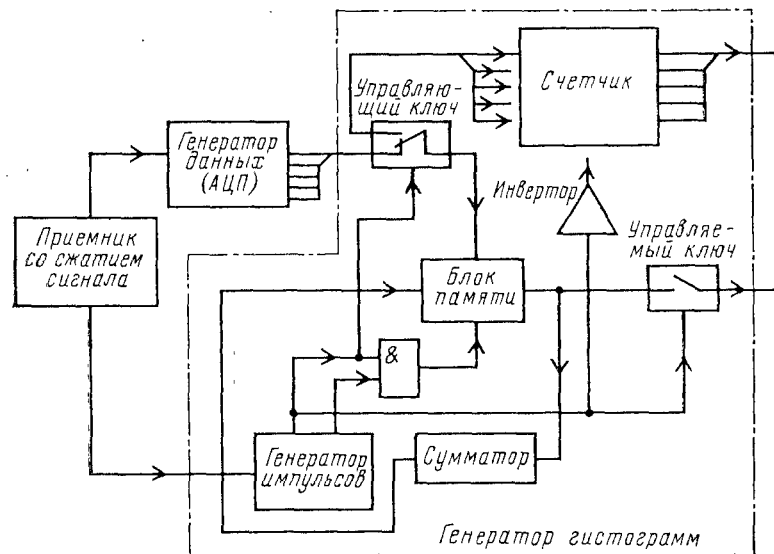


Рис. 4.19. Структурная схема генератора гистограмм

зуются в качестве ассоциативного адреса (признака) для определения заданной ячейки записи внутри блока памяти. Этот адрес эквивалентен некоторому значению исследуемого параметра (U , f) и определяется заданной шкалой измерений. Следовательно, адрес в блоке памяти соответствует исследуемому параметру, а количество ассоциируемых с адресом регистров блока памяти отражает число случаев появления исследуемого параметра в течение периода обработки. Счетчиком записывается информация о гистограммах параметров распознаваемых сигналов [пат. № 4.166.980 (США)].

Информация для построения гистограмм с выхода генератора гистограмм (см. рис. 4.17) поступает на устройство отображения, которое может быть выполнено в виде индикатора кругового обзора или печатающего устройства. По виду гистограмм визуальное осуществляется распознавание сигналов.

4.3. МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ОДНОВРЕМЕННО ИНФОРМАЦИЮ О «ТУРБИННОЙ» МОДУЛЯЦИИ, СТРУКТУРУ СЖАТОГО СИГНАЛА И ФЛУКТУАЦИИ ЭПР

Известно устройство (пат. США № 3.733.603), в котором информация для распознавания целей получается при одновременном использовании эффекта «турбинной» («пропеллерной») модуляции, сжатия сигнала и флуктуаций ЭПР вследствие случайных траекторных и угловых колебаний самолетов-целей. Решение о типе цели может приниматься либо ЭВМ, либо человеком-оператором при прослушивании звукового сигнала через головные телефоны.

Анализ лишь спектральных составляющих, возникающих из-за вращения турбин или винтов, не позволяет распознавать цели. Это объясняется тем, что скорость вращения лопаток турбин и винтов остается в течение полета постоянной, разные самолеты могут иметь двигатели одного и того же типа. Кроме того, спектральные составляющие появляются не при всех углах наблюдений. Однако, анализируя спектральные составляющие, можно различать между собой реактивные самолеты и вертолеты.

Использование только РЛС с высокой разрешающей способностью, которая выделяет каждую «блестящую точку» на цели, имеет тот недостаток, что велика вероятность быстрого изменения угла наблюдения цели в широких пределах, а это приводит к получению неустойчивого «радиолокационного портрета», зависящего от ракурса распознаваемой цели.

Что касается распознавания целей по фазовому сдвигу фаз, обусловленному случайными перемещениями по траектории, то для модели самолета, состоящей из двух блестящих точек, A и B , ЭПР цели (рис. 4.20 и 4.21) будет равна

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_A + \sigma_B + 2\sqrt{\sigma_A \sigma_B} \cos 4\pi\lambda^{-1} \sin \theta,$$

где σ_A и σ_B — ЭПР блестящих точек A и B .

Из формулы видно, что фазовый сдвиг колебаний, поступающих от точек A и B , составляет $\Delta\varphi = 4\pi\lambda^{-1}L \sin \theta$ и связан с расстоянием L . Следовательно, по величине L можно судить о типе самолета, т. е. отличить, например, истребитель от бомбардировщика.

Диаграмма обратного вторичного излучения от двух рассеивателей, представляющая собой результат

интерференции сигналов от двух блестящих точек A и B , имеет лепестковую структуру (рис. 4.21). Ширина лепестка в области, близкой к углам $\theta=0^\circ$ и $\theta=180^\circ$, определяется как $\Delta\theta=\theta_1-\theta_2$ и равна

$$\Delta\theta_{\max} \approx \lambda/2L$$

при $L \gg \lambda$, а в общем случае, т. е. при $\theta \neq 0^\circ$ и $\theta \neq 180^\circ$, получим [1]

$$\Delta\theta = \lambda/2L \cos \theta.$$

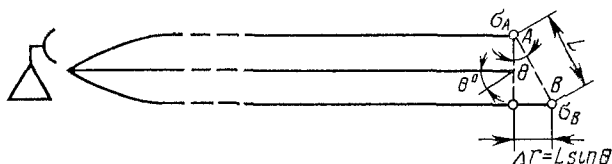


Рис. 4.20. Модель цели из двух «блестящих точек»

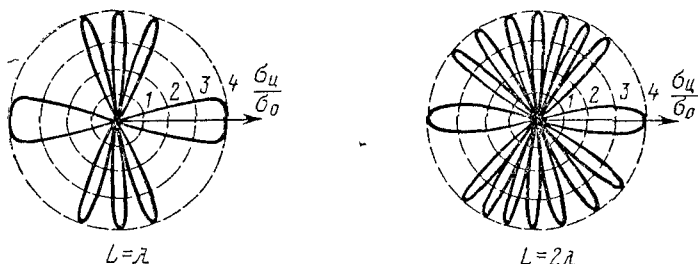


Рис. 4.21. Диаграммы ЭПР цели с размерами $L=\lambda$ и $L=2\lambda$.

При движении самолета перемещаются лепестки диаграммы вторичного излучения с угловой скоростью $d\theta/dt$. В результате возникают флуктуации огибающей принимаемого сигнала, частота которых

$$F_{\text{фл}} = (d\theta/dt)/\Delta\theta = d\theta \cdot 2L \cos \theta / \lambda dt.$$

Например, если имеются две блестящие точки, разделенные расстоянием $L=9$ м, то при $f_n=3000$ МГц получается

$$d\theta/dt = 2^\circ/\text{с} = 3,5 \cdot 10^{-2} \text{ рад/с}$$

и максимальное значение частоты флуктуации оказывается равным

$$F_{m \text{ фл}} = \frac{(d\theta/dt)}{\Delta\theta_{\max}} = \frac{d\theta}{dt} \frac{2L}{\lambda} = \frac{3,5 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 9}{0,1} \approx 6 \text{ Гц.}$$

Реальная цель имеет не две, а больше блестящих точек, которые расположены одна от другой на расстоянии от 0 до L . Поэтому спектр огибающей отраженного от реальной цели сигнала занимает диапазон частот от нуля до нескольких десятков герц. Если самолет не маневрирует, то частота $F_{m\text{ фл}}$ на порядок меньше. При небольшом расстоянии между самолетом и РЛС эхо-сигнал сильно флуктуирует вследствие того, что незначительное линейное перемещение самолета соответствует большим угловым перемещениям. Так как для самолета с радиусом разворота $R=r$ и скоростью v $d\theta/dt=v/R$ [1], то максимальное значение частоты флуктуации $F_{m\text{ фл}}=(d\theta/dt)/\Delta\theta_{\max}=2vL/R\lambda$.

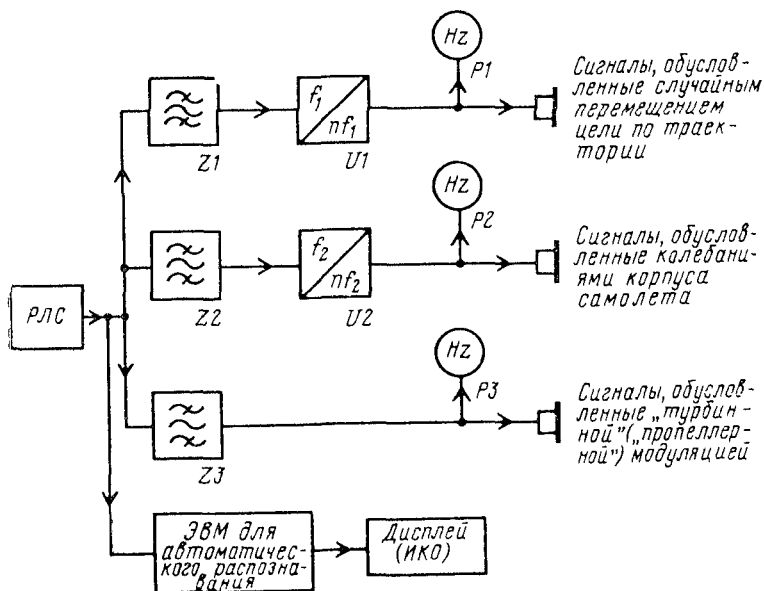


Рис 4.22 Структурная схема устройства распознавания

Отсюда видно, что при приближении цели к РЛС частота флуктуаций растет. Зная $F_{\text{фл}}$ (пат. США № 3.733.603), можно сделать вывод о длине цели L , т. е. примерно определить класс самолета. Устройство, рассмотренное в указанном патенте, по мнению его

авторов, способно дополнить известные системы опознавания «свой — чужой»; при этом на своих самолетах могут устанавливаться устройства для передачи по радиоканалу информации о величине своей ЭПР, а также вращающиеся уголки отражатели или линзы Люнеберга.

По мнению авторов патента для распознавания типов целей: самолет (бомбардировщик или истребитель), вертолет, ракета или ложная цель — могут использоваться траекторные признаки, а именно: высота полета, скорость, траектория движения. Распознавание ракет среди других типов целей предлагается осуществлять по изменению конфигурации формы ракет («Першинг-2»), вращению корпуса ракеты и т. д.

Структурная схема системы распознавания (пат. США № 3.733.603) изображена на рис. 4.22. Сигналы от РЛС с высокой разрешающей способностью поступают через полосовые фильтры $Z1$, $Z2$ на умножители частоты $U1$, $U2$. Так как исследуемые сигналы имеют частоты от единиц до десятков герц, то частоту их повышают так, чтобы они воспринимались ухом оператора с помощью головных телефонов. Операцию умножения частоты можно реализовать, если, например, записывать сигнал с малой скоростью, а воспроизводить с большой. Частоты сигналов, обусловленных «турбинной» модуляцией, достаточно высоки, поэтому они с полосового фильтра подаются непосредственно на головные телефоны. Исследуемые сигналы поступают также на частотомеры $P1 \dots P3$. Алгоритм работы ЭВМ для автоматического распознавания в указанном патенте не раскрыт. Однако дается ссылка на алгоритмы, которые могут быть использованы для этих целей [110].

Если в устройстве, схема которого изображена на рис. 4.22, для распознавания применяют РЛС разных диапазонов, то для того, чтобы можно было совместно использовать информацию от разнодиапазонных РЛС путем уравнивания частот отраженных сигналов, необходимо умножать частоту эхо-сигналов на коэффициент, пропорциональный отношению несущих частот этих РЛС.

По мнению авторов патента, рассмотренное устройство помимо распознавания классов пригодно для решения таких задач, как подсчет числа минометов, ракет, управляемых снарядов по траекторным данным;

слежение за низколетящими целями, которые трудно обнаруживать из-за отражений от местных предметов; распознавание ложных целей и возвращаемых отсеков космических аппаратов на основе разных частот флуктуаций и скорости перемещения корпуса; измерение различных характеристик самолетов, ракет (например, изменение стреловидности крыла у самолетов с изменяемой геометрией крыла, уменьшение числа ступеней ракет, отделение боеголовок и ложных целей); оценка погрешностей в определении координат до сопровождаемых целей из-за флуктуаций отраженных сигналов.

ГЛАВА 5.

ВЫБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ И РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ

5.1. ВЫБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ

В работе [21] предпринята попытка теоретическим и экспериментальным путем выбрать наиболее информативные и устойчивые признаки для распознавания движущихся наземных транспортных средств военного назначения. Чтобы описать формы этих транспортных средств, предложена аппроксимация в виде бесконечно длинной многоугольной призмы, вращающейся с угловой скоростью α вокруг своей оси и находящейся в дальней зоне РЛС. Показано, что спектр мощности сигнала, отраженного от такого тела, имеет вид

$$S(\omega) = 2\pi \sum_{i=-\infty}^{\infty} |A_i|^2 \delta \left\{ (\omega - \omega_0) - \frac{2\pi i}{T} \right\},$$

где A_i — амплитуды спектральных составляющих; δ — символ Кронеккера; $\omega = \omega_0 + iN\alpha$; N — число сторон многоугольной призмы; $i = 0, 1, 2, \dots, n$ — номер спектральной составляющей; $\omega_p = 2\pi/T$ — частота РЛС, облучающей распознаваемый объект.

Из анализа спектральных составляющих этого спектра следует, что для реальных объектов спектр в

общем случае несимметричен относительно центральной частоты. Также показано, что для определенных фиксированных параметров цели спектральную плотность отраженного от цели сигнала можно представить в виде

$$S(\omega, r, \theta, \varphi, v) = \sum_i A_i(r, \theta, \varphi) \delta\{\omega - 2\pi v \lambda^{-1} \sin \theta \sin \varphi - iNv/a\},$$

где θ — азимут цели; a — размер ребра призмы; r — дальность до цели; φ — угол места цели; λ — длина волны; v — скорость цели;

$$|i| \leq (8\pi a \sin \theta \sin \varphi)/N\lambda.$$

Однако сами авторы отмечают, что для реальных целей принятый сигнал не может считаться стационарным и поэтому спектральная плотность $S(\omega, r, \theta, \varphi, v)$ не может быть использована в качестве устойчивого информативного признака без статистической обработки. В этой же работе приведены результаты экспериментальных исследований по трем различным типам наземных объектов с помощью когерентной РЛС для различных азимутов θ . Отраженные сигналы записывались на магнитную ленту. Время интегрирования было выбрано так, чтобы оно было достаточным для обеспечения требуемого спектрального разрешения (точное значение не приводится).

Анализ полученных спектрограмм от одной и той же цели показал, что они существенно зависят от азимута цели. Поэтому авторы предложили эвристическим путем в качестве информативных признаков, инвариантных к изменению характеристик цели, следующие параметры:

экстремальное значение спектральной составляющей $S(n)$ в данном диапазоне ΔF_i частот $P_i = \max_{n \in \Delta F_i} \{S(n)\}$;

энергия спектра в диапазоне частот ΔF_i

$$W_i = \sum_{n \in \Delta F_i} \{S(n)\}^2;$$

параметр общих изменений спектра в диапазоне частот ΔF_i

$$V_i = \sum_{n \in \Delta F_i} [S(n+1) - S(n)].$$

Вычислены следующие четыре дополнительные характеристики, которые авторы предлагают назвать коэффициентами формы:

число пиков спектральных составляющих $R_i = n$;
 среднее значение для диапазона ΔF_i $M_i =$
 $= \left[\sum_{n \in \Delta F_i} n S(n) \right] / T_i$, где $T_i = \sum_{n \in \Delta F_i \cup \Delta F_i} S_n$; дисперсия

для диапазона ΔF_i $D_i = \left\{ \sum_{n \in \Delta F_i} n^2 S(n) \right\} / [T_i - \{M_i\}^2]$;

асимметрия для диапазона ΔF_i $C_i = \left\{ \sum_{n \in \Delta F_i} n^3 S(n) \right\} \times$
 $\times [T_i - 3M_i A_i + \{5M_i\}^2]$.

При использовании этих параметров вероятность погрешности распознавания пяти и менее объектов не превышала 10%. Однако отсутствие данных о степени отличия распознаваемых наземных объектов не позволяет сделать вывод о применимости подобной методики для распознавания воздушных объектов, которые часто обладают незначительными отличиями.

В работах [22, 96] определены методы выбора признаков при распознавании образов. Для выбора признаков рассмотрены следующие семь методов, основанные на вероятности ошибки распознавания $P_{\text{ош}}$, среднем коэффициенте корреляции ρ признаков, последовательном выборе признаков, анализе собственного вектора разложения Карунена—Лоэва, неполных собственных векторов разложения Карунена—Лоэва, на взвешивании признаков с помощью компонент собственного вектора, взвешенной сумме вероятности ошибки и среднем коэффициенте корреляции.

Первый метод основан на том, что сначала выбирают большое число признаков, которые упорядочиваются по информативности, и исключаются те, которые имеют малую информативность. Ожидаемая вероятность погрешности распознавания $P_{\text{ош}}$ позволяет выделить лучшие признаки. К недостаткам метода относят то, что корреляция между признаками не учитывается и, следовательно, число признаков может быть избыточным.

Второй метод учитывает корреляцию, упорядочивая признаки в соответствии с их средними коэффициентами корреляции. Первым выбирается признак, который имеет наименьшую вероятность погрешности распознавания $P_{\text{ош}}$. Вторым является признак, наименее кор-

релированный с первым. Третий признак выбирается так, чтобы среднее значение корреляции с двумя первыми признаками было меньше по сравнению со всеми остальными признаками и т. д.

Третий метод требует исследования и проверки каждого вновь добавляемого признака. Первым выбирается такой признак, который обеспечивает минимальную вероятность погрешности распознавания. Вторым является признак, по которому два данных класса наилучшим образом разделяются при одиночном рассмотрении. (Погрешность между k классами вычисляется в соответствии с решающим правилом, и отмечаются два класса, которые наиболее часто смешивают один с другим.) Далее производится повторное вычисление погрешности распознавания k классов с использованием этих двух признаков. Выбор третьего признака основывается на его способности обеспечить разделение двух классов, которые для выбранных двух признаков трудноразличимы, и т. д.

Четвертый метод основан на анализе собственного вектора (он называется иногда разложением Карунена—Лоэва). С помощью этого метода определяется подпространство признаков, в котором векторы первоначальной выборки могут быть аппроксимированы с наименьшей среднеквадратической ошибкой. Подпространство является пространством, образованным собственными векторами, вычисляемыми на основе ковариационной матрицы выборки.

В пятом методе каждый признак собственного вектора представляет собой линейную взвешенную комбинацию стандартизированных признаков. Величина веса каждого признака служит показателем его влияния на соответствующий признак собственного вектора. Согласно данному методу исключаются некоторые из M первоначальных признаков. Эти же признаки исключаются из каждого признака собственного вектора. Критерием исключения служит средняя величина абсолютного веса. Наименьшие взвешенные признаки исключаются в первую очередь. Средняя величина абсолютного веса для признака i составляет

$$\bar{U}_i = \frac{1}{N_E} \sum_{n=1}^{N_E} |U_{ni}|, \quad (5.1)$$

где $i=1, 2, \dots, N$; $n=1, 2, \dots, N_E$ — число собственных векторов.

Если N из числа первоначальных признаков фиксируется ($N' > N$), а оставшиеся признаки и связанные с ними веса перенумеровываются от 1 до N' , то уравнение (5.1) принимает вид

$$E'_n = \sum_{j=1}^{N'} U_{nj} X_j.$$

Шестой метод заключается в вычислении среднего значения абсолютного веса i -го признака по первым l собственным векторам. (Первые l собственных векторов используются, исходя из вычислительных соображений.) Они составляют 90% энергии. Признаки затем упорядочиваются относительно уменьшения среднего значения величины абсолютного веса.

Седьмой метод объединяет в себе во взвешенной сумме вероятность погрешности распознавания $P_{\text{ош}}$ и средний коэффициент корреляции ρ :

$$J = C_1 P_{\text{ош}} + C_2 \rho,$$

где C_1 и C_2 — два веса при условии, что $C_1 + C_2 = 1$.

В работе [22] не делается выводов относительно применимости, достоинств и недостатков того или иного метода распознавания

5.2. ВЫБОР РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ

В качестве решающих правил для радиолокационного распознавания используют байесовский подход, который обеспечивает самую низкую вероятность ошибки. Но для его применения необходимо знать априорные вероятности распределения классов целей, что на практике, как правило, не соблюдается. Правило ближайшего соседа более просто для использования и не требует знания вероятностей распределения классов целей, но погрешность этого метода может быть в 2 раза выше, чем при использовании методом Байеса. Большинство решающих правил является вариациями этих основных методов [30].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитие методов и техники радиолокационного распознавания идет в настоящее время по трем основным направлениям: распознавание по узкополосному

сигналу, с помощью многочастотных сигналов и по широкополосному сигналу.

Распознавание целей с помощью узкополосных сигналов исследовано наиболее полно. Можно оценивать поперечные размеры целей по флуктуациям ЭПР, но для этого необходимо большое время обработки сигналов и значительный объем памяти распознающих устройств.

По модуляционным эффектам турбин и шумовой модуляции можно для определенных ракурсов производить распознавание типов целей. Недостатком является то, что двигатели самолетов могут работать в разных режимах и одинаковые двигатели могут стоять на разных типах самолетов. Это приводит к снижению достоверности распознавания целей.

Использование поляризационных отличий также позволяет получать информацию о распознаваемой цели. Однако здесь затруднительно осуществлять процесс распознавания в реальном масштабе времени.

Применение метода, использующего интенсивность принимаемого сигнала для принятия решения о размере цели, требует значительного времени обработки вследствие флуктуаций на разных ракурсах, и этот метод обладает весьма слабой помехоустойчивостью, так как на распознаваемых целях могут ставиться уголкового отражатели и т. д.

Распознавание целей с помощью многочастотных сигналов дает возможность получить дополнительную информацию благодаря использованию импульсной характеристики (передаточной функции) цели и излучения сигналов на нескольких частотах для выделения информации о форме целей. Однако получение мощных и очень коротких (десятки пикосекунд) импульсов для метода импульсных характеристик технически трудно реализуемо, а излучение импульсов малой мощности приводит к уменьшению дальности действия РЛС.

Применение метода, использующего флуктуации ЭПР при облучении целей сигналами нескольких частот, вызывает проблему выбора разнеса сигналов по частоте, так как спектры сигналов, полученные на разных частотных каналах от разных типов целей, могут перекрываться. Перекрывание спектров снижает вероятность правильного распознавания. То же самое относится и к методам, использующим модуляционные эффекты.

Методы распознавания с помощью широкополосных сигналов позволяют определить форму и размер цели по структуре сжатого сигнала от распознаваемой цели, т. е. находить одномерный радиолокационный портрет. Применение же этого метода в нескольких пунктах даст возможность определить форму распознаваемых объектов.

Для каждого из трех вышеуказанных направлений характерно максимальное использование в устройствах распознавания практически всех доступных радиолокационному наблюдению признаков: амплитудных, частотных, фазовых, поляризационных и временных. Ввиду того что каждое из направлений имеет свои достоинства и недостатки, по мнению иностранных специалистов, ни одно из них нельзя считать универсальным [7, 8, 12, 13, 17, 37, 45].

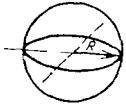

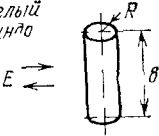
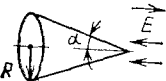

Значительное число работ в области радиолокационного распознавания либо освещает методы, применение которых на практике даже для авторов является проблематичным, либо содержит результаты исследований, выполненных в условиях, далеких от реальных, например, на простейших моделях, при допущениях, которые далеко не всегда приемлемы.

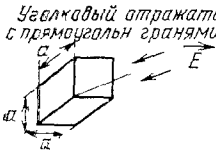
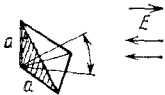
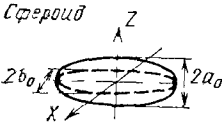

Следует также учитывать то, что не все работы по радиолокационному распознаванию, по мнению зарубежных авторов, опубликованы в открытой печати.

Анализ существующей литературы показывает, что в большинстве случаев рассматривались вопросы радиолокационного распознавания целей в условиях отсутствия помех. Между тем, распознавание при наличии помех будет наиболее вероятным режимом в реальных условиях. Отсюда вытекает важность комплексного решения проблем помехозащиты и радиолокационного распознавания.

Современный уровень развития теории и техники радиолокации, обработки сигналов и их распознавания обеспечивает в большинстве случаев распознавание целей только по классам: бомбардировщики, истребители, крылатые ракеты и ложные цели. В перспективе становится актуальной задача индивидуального распознавания типов целей даже внутри одного класса, а также расширения классов распознаваемых целей, включая и птиц.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ЭПР ПРОСТЫХ ТЕЛ

Тип и форма отражателя	Расчетная формула для ЭПР	Направление падающей волны
<p>Шар</p> 	$\sigma = \pi R^2, R \gg \lambda$ $\sigma = \frac{144\pi^4 R^6}{\lambda^4}, R < \lambda$	<p>—</p>
<p>Полуволновой вибратор</p> 	$\sigma = 0,86\lambda^2$	<p>Падающая волна образует с осью вибратора угол 90°</p>
<p>Круглый цилиндр</p> 	$\sigma = \frac{2\pi R b^2}{\lambda}$ <p>при $\frac{2\pi R}{\lambda} \gg 1$</p>	<p>Падающая волна образует с осью цилиндра угол 90°</p>
<p>Конус</p> 	$\sigma = \pi R^2 \operatorname{tg}^2 \alpha$	<p>Падающая волна совпадает с осью конуса</p>
<p>Плоская прямоугольная пластина</p> 	$\sigma = 4\pi \frac{a^2 b^2}{\lambda^2}$	<p>Падающая волна образует прямой угол с плоскостью пластины</p>

Тип и форма отражателя	Расчетная формула для ЭПР	Направление падающей волны
<p><i>Угловой отражатель с прямоугольными гранями</i></p> 	$\sigma = \frac{12\pi a^4}{\lambda^2}$	<p>Падающая волна в направлении максимума диаграммы рассеяния</p>
<p><i>Угловой отражатель с треугольными гранями</i></p> 	$\sigma = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$	<p>То же</p>
<p><i>Сфероид</i></p> 	$\sigma = \frac{4B_0^4}{a_0^2}$	<p>Ракурс аксальный</p>
<p><i>Объект оживальной формы</i></p> 	$\sigma = \frac{\lambda^2}{16\pi} \operatorname{tg}^4 \theta$	<p>То же</p>

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

РАСПОЗНАВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПУТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ ИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Известно, что летательные аппараты (ЛА) при своем движении приобретают электрический заряд, т. е. электризуются [111, 112]. Величина заряда зависит от типа ЛА. Так, для самолетов она составляет 10^{-3} Кл, для вертолетов $10^{-6} \dots 10^{-4}$ Кл. Для снарядов заряд находится в пределах $10^{-12} \dots 10^{-6}$ Кл [111, 112]. По мнению иностранных специалистов, эти данные при их совместном использовании с траекторными данными могут быть использованы для обнаружения и распознавания воздушных объектов, в особенности маловысотных.

Количественные характеристики электрического поля движущихся воздушных объектов и траекторные данные могут быть из-

мерены с помощью специальных датчиков, установленных на поверхности земли. Расстояние, при котором возможно определение электрического поля подобных объектов, соответствует сотням метров [111].

Электрическое поле движущихся воздушных объектов можно измерить двумя способами: 1) непосредственным измерением напряжения u , пропорционального производной от наведенного в датчике заряда Q $u \sim dQ/dt$ и 2) путем усиления наведенного в датчике заряда и дальнейшего измерения выходного напряжения u , пропорционального заряду, наведенному в датчике.

В работе [111] описаны результаты натурных экспериментов по исследованию наведенных зарядов от различных типов самолетов без усилителя зарядов. Высота полета самолетов составляла 31 ... 100 м, скорость полета 57 ... 70 м/с, длина самолетов равнялась 10 ... 47 м.

Эксперименты проводились в аэропорту г. Гамбурга на установке, состоящей из трех датчиков, размещенных в вершинах равностороннего треугольника. Линейные размеры датчика составляли (0,4×0,4) м. Сигналы, снимаемые с нагрузочных резисторов датчиков, пропускались через фильтры нижних частот с частотой среза 5 Гц, усиливались и записывались. Следует также отметить, что полярность сигнала датчика изменялась с отрицательной на положительную при пролете самолета над датчиком.

Для определения истинных траекторий полета самолетов производилось фотографирование их из разных точек.

При экспериментах были использованы следующие варианты допущений: 1) заряд самолета точечный; 2) заряд самолета линейный, т. е. равномерно распределен на отрезке длиной L .

Эксперименты показали, что для случая, когда высота полета h самолета превышает линейные размеры самолета L , т. е. $h \gg L$, допущение о точечном заряде хорошо согласуется с результатами экспериментов.

При допущении, что заряд самолета является точечным, напряжение на нагрузке датчика [111]

$$u = \frac{3}{2} \pi Q_0 S R v h \left(\frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2 + h^2}} \right),$$

где Q_0 — наведенный заряд, Кл; S — площадь датчика, м²; R — сопротивление нагрузки датчика, кОм; v — скорость движения самолета, м/с; h — высота полета самолета, м; x, y — расстояния по горизонтали от центра датчика до самолета по взаимно перпендикулярным осям x и y , м.

Для случая, когда $R=100$ кОм, $Q_0=-10^{-4}$ Кл, $v=50$ м/с, $S=0,5$ м², $y=0$ максимальное значение напряжения u на нагрузке датчика составляло 300 мкВ при минимальном удалении траектории самолета от датчика $r_{\min}=50$ м, минимальное значение напряжения u на нагрузке датчика составило примерно $u=33$ мкВ при $r_{\min}=100$ м.

Заряд самолета Boeing-727, вычисленный по вышеприведенной формуле, составляет 720 мкКл.

При допущении, что заряд самолета является линейным, напряжение на нагрузке датчика [111]

$$u = \frac{1}{2\pi L} Q_0 S R v h \{ [(x - L/2)^2 + y^2 + h^2]^{-3/2} - [(x + L/2)^2 + y^2 + h^2]^{-3/2} \}.$$

Для случая, когда $h=45$ м, $L=47$ м, т. е. $h < L$, $Q_0 = -6,7 \times 10^{-4}$ Кл, $R=10$ кОм, $v=60$ м/с, $S=0,6$ м², $y=0$, максимальное значение напряжения u составляло около 220 мкВ при минимальном удалении траектории самолета от датчика 45 м.

Предложенная авторами [111] методика позволяла также измерять высоту h полета самолетов и их скорость v по следующим формулам:

$$h = \sqrt{r_{1\min}^2 - r_1^2}; \quad |v| = \frac{d}{t_{1,2}} \sin \alpha,$$

где

$$\alpha = \arctg \frac{\sqrt{3}/2}{(\pm t_{1,3}/t_{1,2} \pm 1/2)};$$

$t_{1,2} = |t_2 - t_1|$, $t_{1,3} = |t_3 - t_1|$ — разности между моментами времени пролета самолета над 2-м и 1-м датчиками и 3-м и 1-м соответственно; $r_{1\min} = v \cdot \Delta t_1$; Δt_1 — длительность сигнала в датчике; d — расстояние между датчиками; $r_1 = (r_{2\min}^2 - r_{1\min}^2 - d^2 \cos^2 \alpha) / 2d \cos \alpha$.

Знак «+» подставляется, если $t_1 \geq t_2$ и $t_1 \geq t_3$, в обратном случае знак «-». Максимальные погрешности измерения траекторных данных путем регистрации заряда составили по высоте $\delta h_{\max} = 7$ м, по скорости $\delta v_{\max} = 7$ м/с.

Исследования по данной методике [111] будут в перспективе направлены на увеличение дальности действия путем увеличения площади S датчиков и использования микропроцессоров для автоматической обработки данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др.: Под ред. Я. Д. Ширмана. — М.: Сов. радио, 1970.
2. Теоретические основы радиолокации / А. А. Коростылев, Н. Ф. Ключев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевица. — М.: Сов. радио, 1978.
3. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. — М.: Сов. радио, 1973.
4. Современная радиолокация: Анализ, расчет и проектирование систем. Пер. с англ. / Под ред. Ю. Б. Кобзарева. — М.: Сов. радио, 1969.
5. Скольник М. Справочник по радиолокации в 4-х т. / Ред. рус. пер. К. Н. Трофимов. — М.: Сов. радио, 1976. — Т. 1; под ред. М. Скольника. — М.: Сов. радио. 1977 — Т. 2, 1978 — Т. 3, 1978 — Т. 4.
6. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям. — М.: Сов. радио, 1976.

7. **Yurgen D.** Bestimmung von Strauzentren zur Identification tenden Korper mittels Microwellen. — Nachrichtentechn. Z., 1976, B. 29, № 10, S. 731—736.
8. **Mevel J.** Procedure de reconnaissance des formes l'ide d'un radar monostatique. — Ann. Telecom., 1976, v. 131, № 3/4, p. 411—418.
9. **Fridman A.** The portrayal of body shape by a sonar and radar system. — Radio and Electronic Eng., 1963, N 1.
10. **Schlachta K.** A contribution to radar target classification. — Radar-77 Intern. Conf.—London, 1977, p. 135—139.
11. **White L. J., Ksienski A. A.** Aircraft identification using a bilinear surface representation of radar data. — Pattern Recognition, 1974, v. 6, p. 35—45.
12. **Lin Y. T., Ksienski A. A.** Identification of complex geometrical shapes by means of low-frequency radar returns. — Radio and Electronic Eng., 1976, v. 46, N 10, p. 472—486.
13. **Toomey J., Bennett C.** Classification of radar targets by multifrequency measurements. — Symposium San-Francisco, 1974.
14. **Chevalier F. L., Bobilott G.** Radar target and aspect angle identification. — Proc. 4 th Int. Conf. Pattern Recognition. — Kyoto, 1978.
15. **Berni A.** Target identification by natural resonance estimation. — IEEE Trans., 1975, v. Aes. 11, N 2, p. 147—154.
16. **Repiar A. G., Ksienski A. A., White L. G.** Object identification from multifrequency radar returns. — Radio and Electronic Eng., 1975, v. 45, N 4, p. 161—167.
17. **Moffatt D. L., Mains R. K.** Detection and discrimination of radar targets. — IEEE Trans., 1975, v. AP-23, N 3, p. 358—360.
18. **Kameswara Rao.** On fingerprint pattern recognition. — Pattern Recognition, 1978, v. 10, N 1.
19. **Nelson N.** Aircraft tracking problems from range rate «turbine modulation». — Proc. IEEE Nat. Aeros. Electron. Conf., NAECON'77.
20. **Rideneur B. N.** Radar system engineering. — N.-Y., Graw-Hill, 1947, p. 75—81.
21. **Clayton S., Matthew K.** The automatic identification of periodically amplitude-modulated targets. — Proc. IEEE, 1978. Nat. Aeros. Electron. Conf. NAECON'78, Dayton, May 16—18, p. 329—335.
22. **Mucciardi A. N., Gose E. E.** A Comparison of seven techniques for choosing subsets of pattern properties. — IEEE Trans. 1971, v. Com-20, N 9, p. 1023—1031.
23. **Небабин В. Г.** Распознавание формы сигналов. — Зарубежная радиоэлектроника, 1981, № 9, с. 84—99.
24. **Pavlidis T.** The use algorithms of piece-wise approximation for picture processing applications. — ACM Translations Mathem. Software, 1976, v. 2, N 4, p. 305—321.
25. **Fu K. S., Rosenfeld A.** Pattern recognition and image processing. — IEEE Trans., 1978, v. Com-25, N 12, p. 1335—1346.
26. **ТИИЭР, 1965, т. 53, № 8** (спец. вып. по радиолокационной отражательной способности).
27. **Кенно, Моффатт.** Аппроксимация переходных и импульсных характеристик. — ТИИЭР, 1965, т. 53, № 8.
28. **Breedingand K. Y., Ksienski A. A.** The inverse scattering and target identification problem. — Proc. Dayton, Ohio, 1971, p. 158—165.

29. **Lewis R. M.** Physical optics inverse diffraction. — IEEE Trans., 1969, v. AP-17, N 3, May, p. 308—314.
30. **Stratton R. D.** Target Identification from radar signatures. — IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech Signal Proc. Soc. — Oklahoma: State University, 1978, p. 223—227.
31. **You K. C.** A syntetic approach to shape recognition using attributed grammars. — IEEE Trans., 1979, v. SMS-9, N 6, p. 334—345.
32. **Fu K. C.** Syntactic methods in pattern recognition. — N.-Y.: Academic Press, 1974.
33. **Rosenfeld A.** Survey. Picture processing. — Computer Graphics Image Proc., 1976, v. 5, p. 215—237.
34. **Hesking M. W.** Now objects look to radio wave Eyes. — Wireless World, 1976, v. 82, N 483, p. 44—47.
35. **Houghton E. W.** Radar echo areas of flying animals. — AGARD Lecture Series 59. — Oslo, Oct., 1973.
36. **Young G. D., Yonathan D.** Radar imaging from ramp response signatures. — IEEE Trans., 1976, v. AP-24, N 3, May, p. 276—282.
37. **Ксиенский, Линь.** Идентификация целей на низких частотах. — ТИИЭР, 1975, т. 63, № 12.
38. **Moffatt D. L., Mains R. K.** Detection and discrimination of radar targets. — IEEE Trans., 1975, v. AP-23, May, p. 358—367.
39. **Lin Y. T., Richmond J. H. E. M.** modeling of aircraft at low frequencies. — IEEE Trans., 1975, v. AP-23, Jan., p. 53—56.
40. **Chuang C. W., Moffatt D. L.** Natural resonances of radar targets via Prony's method and target discrimination. — IEEE Trans., 1976, v. AES-12, N 5, Sept., p. 583—589.
41. **Das Y., Boerner W. M.** On radar target shape estimation using algorithms for reconstruction from projections. — IEEE Trans., 1978, v. AP-26, N 2, March, p. 274—279.
42. **Gelfand I. M., Graev M. I., Yilenkin N. Y.** Generalized functions. — N.-Y.: Academic Press, 1966, v. 5, p. 1—74.
43. **Ludwing D.** The radon transform on euclidean space. — Commun. Puer Appl. Math., 1966, v. 19, p. 49—81.
44. **Grant D. G.** Tomosynthesis. A three-dimensional radiographic imaging technique. — IEEE Trans., 1972, v. BME-19, Jan, p. 20—28.
45. **Gardon R., Herman G. T.** Three-dimensional reconstruction from projections. A review of algoritms. — Int. Rev. Cytology. — N.-Y.: Academic Press, 1974, v. 38, p. 111—151.
46. **Shepp L. A., Logan B. F.** The Fourier reconstruction of a head section. — IEEE Trans., 1974, v. NS-21, June, p. 21—43.
47. **Ramachaidran G. N., Lakhsminarayanan A. V.** Three-dimensional reconstructino from radiographs and electron micrographs. Application of Convolutions instead of Fourier transforms. — Proc. Nat. Acad. Sci. USA, 1971, v. 68, Sept., p. 2236—2240.
48. **Smith P. R., Peters T. M., Bater R. H.** Image reconstruction from finite numbers of projections. — J. Phys., 1973, v. 6, Sec. A, p. 361—382.
49. **Gilbert P.** Iterative methods for reconstruction of three-dimensional objects from projections. — J. Theory Biology, 1971, v. 30, p. 105—117.

50. Chaudhuri S. K., Boerner W. M. A monostatic inverse scattering model based on polarization utilization. — *Appl. Phys.*, Springer-Verlag, 1976, v. 11, Dec., p. 337—350.
51. Chevalier F., Bobillot G., Fugier-Garrel C. Radar target and aspect angle identification. — *Proc. 4 th Int. Joint Conf. Pattern Recognition.* — Kyoto, 1978, p. 398—400.
52. Le Chevalier F., Bobillot G., Fugier-Garrel C. Syntactic signal processing. — *IEEE Int. Symp. Inform. Theory.* — Jthaca (N.-Y.), 1977, Oct.
53. Villaseca E. H., Lomaglio F. S., D'ella V. F. La moderna teoria geometrica della Diffrazione nella predizione della Sezione radar di un bersaglio complesso. — *Alta Frequenza*, 1976, v. 45, N 7, p. 418—420.
54. Burnside R. J., Marhefka G. L. A study of RC-135 aircraft antenna patterns. — *IEEE/AP-S Int. Symposium*, 1974.
55. Grispin J. W., Siegel K. M. Methods of radar gross-section. — *Handbook.* — N.-Y. London; Plenum Press, 1970.
56. Keller J. B. Geometrical theory of diffraction. — *J. Opt. Soc. Amer.*, 1962, v. 52.
57. Куюмжан, Патхак. Равномерная геометрическая теория дифракции на идеальной проводящей поверхности с ребром. — *ТННЭР*, 1974, т. 62, № 11.
58. Shaeffer I. F. EM Scattering from bodies of revolution with attached wires. — *IEEE Anten. Propag.* — *Int. Symp. Dig. Quebec.*, 1980, v. 1, N.-Y., p. 183—186.
59. Berni A. J. Target identification by natural resonance estimation. — *IEEE Trans.*, 1975, v. AES-11, March, p. 147—154.
60. Person L. W., Van Blaricum M. L., Mittra R. A new method for radar target recognition based on the singularity expansion for the target. — *IEEE Int. Radar Conf.*, Arlington, 1975, Apr. 21—23.
61. Tubbara I. W. On an inverse scattering method. — *IEEE Trans.*, 1973, v. AP-21, N 2, March p. 245—247.
62. Tesche F. M. On the analysis of scattering and antenna problems using the singularity expansion method. — *IEEE Trans.*, 1973, v. AP-21, N 1, p. 53—62.
63. Prony R. Essial experimental et analytique. — *J. L'Ecole Polytechnique*, 1975, v. 1, Ch. 2, p. 24—76.
64. Miller E. K., Van Blaricum M. L. The short-pulse response of a strain wire. — *IEEE Trans.*, 1973, v. AP-21, May, p. 396—398.
65. Stockman G. C., Kanal L. N., Kyle M. C. Design of a wave from parsing system. — *Proc. First Int. Joint Conf. Pattern Recognition*, 1973, Oct., p. 236—243.
66. Feng H. T., Pavlidis T. Decomposition of polygons into simpler components: feature extraction for syntactic pattern recognition. — *IEEE Trans.*, 1975, v. Com-24, June, p. 636—650.
67. Pavlilis T. Syntactic feature extraction for shape recognition. — *Proc. Third Int. Conf. Pattern Recognition.* Coronado, 1976, Nov., p. 95—99.
68. Pavlidis T. Structural pattern recognition. — N.-Y.: Springer, 1977, p. 164—168.
69. Van Blaricum M. L., Person L. W., Mittra R. An efficient scheme for radar target recognition based on the complex natural resonances of the target. — *IEEE/AP-S, Int. Symp.*, Univer. Urbana. — Champaign, 1975.

70. Burdick B. J., Carayannopoulos G. L., Grometstein A. A. et al. Penetration Aid Design. — Proc. IEEE Comp. Soc. Conf. Pattern Recognition and Image Proc. — Chicago, 1978, May 31 — June 2.
71. Moffatt D. L., Hubert K. A. Natural resonances via rational approximants. — IEEE Trans., 1977, v. AP-25, N 5, p. 657—660.
72. Marin L. Natural mode representation of transient scattering from rotationally symmetric bodies. — IEEE Trans., 1974, v. AP-22, N 2, March, p. 266—274.
73. Umashankar K. R., Wilton D. R. Transient scattering of an L-shaped wire using the singularity expansion method. — IEEE Trans., 1975, v. AP-23, Nov., p. 838—841.
74. Van Blaricum M. L., Mittra R. A technique for extracting the poles and residues of a system directly from its transient response. — IEEE Trans., 1975, v. AP-23, N 6, Nov., p. 777—781.
75. Shubert K. A., Young J. D., Moffatt D. L. Synthetic radar imagery. — IEEE Trans., 1977, v. AP-25, N 4, p. 474—483.
76. Кенно, Моффатт. Аппроксимации переходных и импульсных характеристик. — ТИИЭР, 1965, т. 53, № 8.
77. Young J. D. Target imaging from multiple-frequency radar returns. — IEEE Trans., 1976, v. AP-24, N 3.
78. Mevel Jean. Signature d'avions à l'aide du radar monostatique. — Ann. Telecom., 1981, v. 36, N 5—6, p. 347—358.
79. Pahis J. Radar moving target resolution and ranging. — Int. Conf. Radar. — London, 1977, p. 285—289.
80. IRC News., 1979, N 28, p. 1—7.
81. Митчелл. Модели поверхностно-распределенных целей и их изображения, получаемые с помощью когерентных РЛС. — ТИИЭР, 1974, т. 62, № 6.
82. Mc Gillem C. D., Thurman L. A. Reconstruction of target reflecting surface using differential geometry. — IEEE Trans., 1974, v. AES-10, XI, N 6, p. 887—891.
83. Gram L. A., Woolcock S. C., Johnson R. H. Radio scale modeling in support of radar system design and assesment of performance. — Int. Conf. Radar-Present and Future. — London, 1973, p. 422—430.
84. Huynen J. R. Phenomenological theory of radar targets. — Rotterdam, 1970, p. 219.
85. Whight J. W. Modeling of the radar scattering characteristics of aircraft. — Proc. Nat. Electr. Conf. — Chicago. Illinois. — 9—11/X. 1972. — Michigan, 1972, v. 27, p. 232—236.
86. Chetterjee K. Measurement of back-scattering cross-section of metallic bodies of resolution at X-band. — IE Journal ET, 1969, v. 49, p. 87—93.
87. Ormsby J. F., Tomljanovich N. M., Ostrovsky M. S., Weiss M. R. Analytic coherent radar techniques for target mapping. — IEEE Trans., 1970, v. AES-6, N 3, p. 295—305.
88. Elphich B. L., Chappell M. L., Batty R. The measured and calculated RCS of a resistive target model. — Int. Conf. Radar-77. — London, 1977, Oct., p. 120—124.
89. Sobolevski V. Accurate computer models of radar echoing characteristics of complex radar — Present and Future. — London, 1973, p. 45—250.
90. Van Blaricum M. L., Pearson L. W., Mittra R. An efficient scheme for radar target recognition based on the complex natural resonances of the target. — IEEE/AP-S Int. Symp. University Urbana-Champaign, 1975. — N.-Y., 1975, p. 416—419.

91. Goggins W. B., Blacksmith P., Sletten C. J. Phase signature radars. — IEEE Trans., 1974, v. AP-22, N 6, p. 774—780.
92. Pierson W. A., Clay R. W. Mapping of high resolution target signatures. — G.—AP. Int. Symp. Los Angeles. California, 1971, Program and Dig. — N.-Y., 1971, p. 352—355.
93. Tbert H. Digital Radarzielextractoren zur Automatischen Erkennung Fliegender Objecte. V. 1. Regelungstechnische Praxis und Prozes. — Rechentechnik, 1972, N 15.
94. Boyle D. The problem of identification. — Int. Def. Rev., 1977, v. 10, N 4, p. 676—680.
95. Alongi A. V. Short-pulse and wide-bandwidth high-resolution radars. Atmos. Eff. Radar Target Identif. and Imagng. — Proc. NATO Adv. Study Inst., Goslar/Harz, 1976, Dordrecht—Boston, 1976, p. 83—156.
96. Fawcett J. A comparison of image tracking techniques using correlation. — In: IEEE NAECON'80 Dayton, 1980, p. 892—899.
97. Saillard J., Chassay G. Determination of viewing aspect window of RCS diagram for recognition of isotropic linear target. — Electronics Letts, 1981, v. 17, N 4, p. 173—174.
98. Toomey J. P., Bennet C. L. Decision theoretic target classification. — Antennas and Propagation Int. Symposium Dig. Guebec, 1980, v. 2, N.-Y., 1980, p. 533—535.
99. Николаев А. Г., Перцов С. В. Радиотеплолокация. — М.: Воениздат, 1970.
100. Мищенко Ю. А. Радиолокационные цели. — М.: Воениздат, 1966.
101. Барабаш Ю. Л., Варский Б. В., Зиновьев В. Т. и др. Вопросы статистической теории распознавания; Под ред. Б. В. Варского. — М.: Сов. радио, 1967.
102. Миленький А. В. Классификация сигналов в условиях неопределенности. Статистические методы самообучения в распознавании образов. — М.: Сов. радио, 1975.
103. Эдвард А. Патрик. Основы теории распознавания образов: Пер. с англ./Под. ред. Б. Р. Левина. — М.: Сов. радио, 1980.
104. Никольский В. В. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Наука, 1973.
105. Aviation Week Space Technology, 1975, v. 102, N 4, p. 63—67.
106. Lin H., Ksienski A. A. Optimum frequencies for aircraft classification. — IEEE Trans., 1981, v. AES-17, N 5, p. 656—665.
107. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Методы теоретического и экспериментального исследования нестационарного рассеяния и излучения электромагнитных волн. — Зарубежная радиоэлектроника, 1981, № 9, с. 3—27.
108. Walsh T. E. — Microwave J., 1978, v. 21, N 11, p. 87—95.
109. Мицмахер М. Ю., Торгованов В. А. Безэховые камеры СВЧ. — М.: Радио и связь, 1982.
110. David B., Paul W. Adaptive Pattern Recognition and Signal Detection without Supervision. — IEEE Int. Conv. Rec., 1964, P. 1, p. 246—256.
111. Trinks H., Ter Haseborg J. L. Electric field detection and randing of aircraft. — IEEE Trans., 1982, v. AES-18, N 3, p. 268—274.
112. Ter Haseborg J. L., Trinks H. Electrical charging and discharging processes of mowing projectiles. — IEEE Trans., 1980, v. AES-16, N 3, p. 227—231.

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Общие сведения о радиолокационном распознавании	7
1.1. Физические эффекты, лежащие в основе радиолокационного распознавания	7
1.2. Вторичное излучение радиоволн и его виды	9
1.3. Радиолокационные характеристики целей	10
1.4. Классификация радиолокационных объектов	20
1.5. Радиолокационные характеристики некоторых классов распознаваемых объектов	20
1.6. Применение пассивной радиолокации для распознавания	26
1.7. Классификация методов распознавания	28
Глава 2. Методы распознавания с помощью узкополосных сигналов	30
2.1. Метод распознавания целей путем оценки их поперечных размеров по флуктуациям ЭПР	30
2.2. Метод распознавания целей по модуляционным эффектам турбин и шумовой модуляции отраженного сигнала	32
2.3. Метод распознавания целей по поляризационным отличиям отраженных сигналов	37
2.4. Метод распознавания целей по интенсивности принимаемого сигнала	44
Глава 3. Методы распознавания с помощью многочастотных сигналов	46
3.1. Методы, использующие импульсную характеристику и передаточную функцию распознавания объекта	46
3.2. Распознавание радиолокационных целей путем описания их формы структурным методом	67
3.3. Метод, использующий для распознавания собственные резонансы целей при облучении их сигналами с несколькими частотами	74
3.4. Метод, использующий зависимость интенсивности отраженных сигналов от длины волны зондирующих сигналов, а также собственные резонансы целей	81
3.5. Метод распознавания космических радиолокационных объектов на основе анализа результатов многочастотных измерений ЭПР и их сравнения с эталонными данными	83

3.6. Метод, использующий для распознавания синтез трехмерного отображения цели по ее ЭПР	85
3.7. Метод, использующий для распознавания различные виды поляризации и зависимость интенсивности отраженных сигналов от длины волны	85
3.8. Метод выделения истинных целей от ложных по их ЭПР в многочастотной РЛС	96
3.9. Метод, использующий флуктуации ЭПР вследствие случайных перемещений цели по траектории	99
3.10. Метод, использующий интенсивности принимаемых сигналов от цели на разных частотах	102
Глава 4. Методы распознавания с помощью широкополосных сигналов	103
4.1. Метод, использующий для распознавания импульсную характеристику цели при излучении импульса очень малой длительности	103
4.2. Метод, использующий структуру сжатого сигнала, получаемого в РЛС с высокой разрешающей способностью	114
4.3 Метод распознавания, использующий одновременно информацию о «турбинной» модуляции, структуру сжатого сигнала и флуктуации ЭПР	131
Глава 5. Выбор информативных признаков и решающих правил для радиолокационного распознавания	135
5.1. Выбор информативных признаков	135
5.2. Выбор решающих правил	139
Заключение	139
Приложение 1. Расчетные формулы для ЭПР, простых тел	142
Приложение 2. Распознавание воздушных объектов путем измерения их электрического поля	143
Список литературы	145