

## ПРИМЕНЕНИЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ В РАДИОЛОКАЦИИ

### 13.1. Вводные замечания о принципах радиолокации и ее применениях

Настоящая глава посвящена лишь небольшому вопросу радиолокации, а именно последним достижениям в области обработки сигналов, связанным с внедрением цифровых методов. Известно, что развитие техники ЦВМ привело к значительному усовершенствованию алгоритмов радиолокационного сопровождения. Кроме того, сочетание ЦВМ и антенных решеток с электронным сканированием луча позволило усовершенствовать методы выбора излучаемых радиолокационных сигналов. Можно ожидать, что в недалеком будущем операции фильтрации и порогового обнаружения в радиолокаторах будут выполняться с помощью быстродействующих цифровых устройств. Несколько известных нам радиолокационных систем уже содержат (или в них вводятся) цифровые устройства для обработки сигналов. Несомненно, что такие устройства обладают значительно большей гибкостью, чем соответствующие им аналоговые устройства.

*Применения радиолокации.* Во время второй мировой войны англичане использовали радиолокаторы для обнаружения приближающихся неприятельских бомбардировщиков. Начиная с 50-х годов появились управляемые зенитные ракеты, для которых понадобились малогабаритные и надежные радиолокаторы наведения. Одновременно для защиты от межконтинентальных бомбардировщиков была создана глобальная система ПВО «SAGE» (semiautomatic ground environment). Эта огромная система была первой в своем роде благодаря сочетанию новейшей радиолокационной и вычислительной техники, систем связи и отображения информации. Но когда система вошла в строй, угрозой номер один стали уже не самолеты, а межконтинентальные баллистические ракеты. Перед радиолокационной техникой встала задача обнаружения небольших, но крайне опасных целей на больших дальностях и в сложных условиях ограниченного времени. Можно много спорить о стратегическом значении проделанной работы, однако несомненно, что она в значительной мере способствовала техническому прогрессу. Тем временем радиолокаторы нашли применение в таких разнообразных областях, как управление полетами,

метеорология, точная картография земной поверхности и радиолокационная астрономия (картографирование Луны). Ниже дан краткий обзор некоторых из этих приложений.

В крупных аэропортах системы управления полетами представляют собой большие электронные комплексы, обслуживаемые высококвалифицированными специалистами. «Мозг» системы находится в помещении со множеством индикаторов отображения информации. За каждым индикатором работает оператор, который знает расписание и трассы полетов и поддерживает связь с экипажами самолетов и другими операторами. На индикаторы поступает информация от радиолокаторов и радиоответчиков<sup>1)</sup>, причем у оператора имеется много возможностей для редактирования изображений на индикаторах.

В типичном аэродромном радиолокаторе антенна вращается механически, совершая полный оборот за  $4 \div 12$  с. Разрешение по азимуту составляет  $1-2^\circ$ , а в вертикальной плоскости антенна имеет веерную диаграмму шириной от  $30$  до  $45^\circ$ . Итак, когда самолет попадает в луч, эхо-сигнал представляет собой пачку отраженных импульсов, следующих с периодом повторения излучаемых импульсов, причем следующая пачка от той же цели появляется только через период вращения антенны. Основываясь на этой информации, система должна сопровождать в своей зоне (обычно  $65$  км) до нескольких сотен самолетов и отображать их положение для оператора, который может сопоставлять и использовать все эти сведения.

Во время войны во Вьетнаме важной задачей было обнаружение транспортных магистралей противника. Технически эта задача сводится к обнаружению людей и техники среди густой растительности, т. е. она относится к классу задач, связанных с обнаружением искомых объектов на фоне мощных мешающих отражений. Другими разновидностями той же задачи являются наблюдение за перемещениями самолетов на земле, поиск людей, затерянных в лесу, охрана объектов (например, авиабаз).

Главной особенностью этих задач является наличие мощных отражений от местных предметов, превышающих полезный эхо-сигнал на  $80-100$  дБ. Единственным известным способом обнаружения столь слабых сигналов на фоне сильных мешающих

<sup>1)</sup> В масштабах коммерческого воздушного флота радиоответчики вытеснили радиолокаторы из систем сопровождения. Все коммерческие самолеты США имеют на борту радиопередатчик, отвечающий на кодированный запросный сигнал. Поэтому сигнал, возвращающийся к запросчику и подлежащий обработке, имеет значительно большую мощность, чем в радиолокаторе. Многие частные самолеты в настоящее время еще не имеют ответчиков, и их сопровождение производится с помощью радиолокаторов или обычной речевой радиосвязи. Поэтому в ближайшие 20 лет радиолокаторы останутся в системах управления полетами, но в дальнейшем они вряд ли будут использоваться.

отражений является использование эффекта Доплера, позволяющего измерить сдвиг частоты сигнала, отраженного от движущейся цели.

Вероятно, наиболее сложной задачей радиолокации является дальней обнаружение баллистических ракет с последующим сопровождением множественных целей, во время которого необходимо различить боеголовки, ловушки, обломки ракеты-носителя и пассивные отражатели. В режиме обнаружения часть пространства многократно обследуется с применением согласованной фильтрации, что позволяет обеспечить большую дальность обнаружения и хорошее разрешение по дальности. В режиме сопровождения различие в скоростях используется как средство для выделения главных целей. Последняя стадия различения требует анализа траектории ракеты и здесь не рассматривается.

*Условия работы радиолокаторов.* Главной проблемой для большинства радиолокаторов является наличие мешающего фона, проявляющегося различным образом. В любом случае перед разработкой радиолокатора необходимо глубоко исследовать эту проблему. Например, если антенна аэродромной РЛС не направлена вертикально вверх, в ее диаграмму будут попадать местные предметы, и отражения от них подавят эхо-сигналы от самолетов, находящихся вблизи аэродрома. Тучи также создают мешающий фон, затрудняющий сопровождение самолетов в плохую погоду. Даже стаи птиц создают фон. Отражения от облаков и стай, хотя и не столь мощные, как отражения от местных предметов, имеют доплеровскую составляющую, затрудняющую выделение движущихся целей.

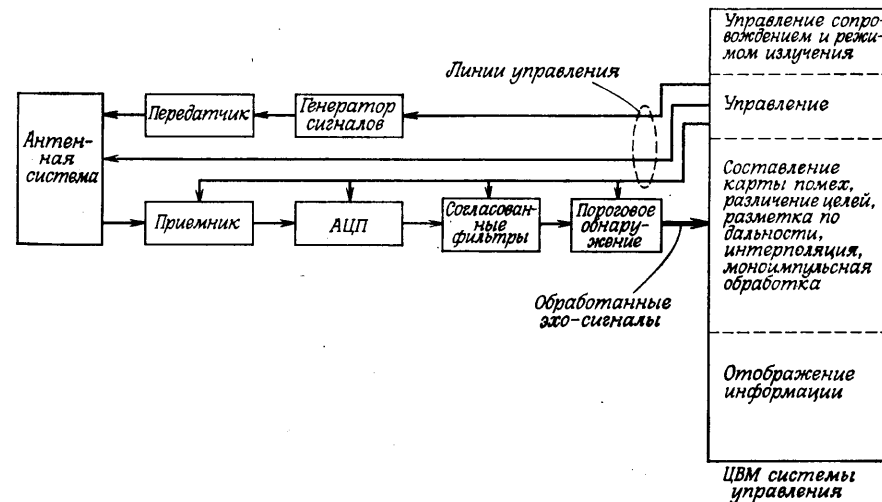
Обнаружение объектов, движущихся по Земле, сильно затруднено наличием отражений от почвы, а обнаружение объектов, движущихся в лесах, дополнительно осложняется наличием в мешающих отражениях доплеровского сдвига, вызванного движением листвы под ветром. «Дискретны», т. е. сильные отражения от больших местных предметов, таких, как водонапорные башни, обычно не слишком опасны, поскольку оператор запоминает «радиолокационную карту» окружающей местности.

Входя в атмосферу, управляемая ракета подвергается большим перепадам температур. Вскоре после старта боеголовка отделяется от ракеты-носителя, и, поскольку полет происходит за пределами атмосферы, они летят рядом. При снижении ракета-носитель разрушается, и обломки видны на индикаторе как движущиеся цели. Кроме того, боеголовка может нести специальные средства маскировки, такие, как ловушки (незаряженные объекты, имитирующие боеголовку) и пассивные отражатели (множество небольших, но сильно отражающих диполей).

### 13.2. Состав и параметры радиолокационной системы

Основными узлами радиолокатора являются антенна, система управления и устройство обработки сигналов. К антенне подключены передатчик с модулятором и приемно-усилительная аппаратура. Система управления является «мозгом» всей радиолокационной станции. Она определяет ориентацию антенны и вид излучаемых сигналов, сопровождает важные цели и управляет системой отображения. Главными традиционными функциями устройства обработки сигналов являются согласованная фильтрация и устранение бесполезной информации путем порогового обнаружения. Ключевым моментом при разработке радиолокационной системы является выбор сигналов. Они могут быть самыми разнообразными, начиная от простых импульсных последовательностей и до сложных широкополосных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ-сигналов), пачек простых или ЛЧМ-импульсов, пачек импульсов с переменным периодом повторения или многофазных кодовых последовательностей.

Основные узлы современной радиолокационной системы показаны на фиг. 13.1. Отметим, что система управления контролирует работу всех устройств РЛС. От нее, в частности, идет линия управления к антенной системе. Если антенна имеет электронное сканирование диаграммой, то система управления может задавать положение луча для каждого импульса, а также решать,



Фиг. 13.1. Блок-схема современной радиолокационной системы.

следует ли использовать моноимпульсную информацию<sup>1)</sup> для повышения углового разрешения. Система управления также определяет форму излучаемого сигнала и приводит в соответствие ему параметры согласованного фильтра. Если круг задач системы управления оказывается слишком большим, ее функции могут выполнять несколько вычислительных машин (фиг. 13.4).

Прежде чем перейти к рассмотрению методов обработки сигналов, необходимо разъяснить некоторые термины, а также напомнить о ряде простых, но важных физических явлений. Коротко говоря, следует рассмотреть основные параметры радиолокаторов.

### 1. Апертура антенны и длина волны

Ширина диаграммы направленности антенны описывается формулой

$$b \sim \frac{\lambda}{D}, \quad (13.1)$$

где  $b$  — ширина диаграммы,  $\lambda$  — длина волны, а  $D$  — размер антенны. Если раскрыв антенны симметричен, как, например, в параболических рефлекторах, то величина  $b$  и в горизонтальном (азимутальном), и в вертикальном (угломестном) направлениях одинакова<sup>2)</sup>; при этом луч имеет игольчатую форму. Во многих случаях (например, при управлении полетами) для ускорения обзора требуется антенна с веерной диаграммой. Такая антенна имеет большой раскрыв в горизонтальном направлении и малый — в вертикальном, что дает узкую диаграмму направленности по азимуту и широкую — по углу места.

### 2. Дальность и разрешение по дальности

Максимальная однозначно измеряемая дальность  $R_{\text{макс}}$  равна

$$R_{\text{макс}} = \frac{cT}{2}, \quad (13.2)$$

где  $c$  — скорость света ( $\approx 3 \cdot 10^8$  м/с),  $T$  — период повторения импульсов. Если, например,  $T = 10^{-3}$  с, то  $R_{\text{макс}} = 150$  км. Если  $T$  уменьшается, то отражения от целей, дальность которых

<sup>1)</sup> Антенная система моноимпульсной РЛС по существу является многоантенной системой, в которой один эхо-сигнал принимается одновременно двумя антеннами с пространственно разнесенными диаграммами направленности. В результате часто удается надежно оценить угловые координаты цели, излучив только один импульс.

<sup>2)</sup> Обычно для радиолокационных антенн пользуются сферической системой координат. Радиус сферы соответствует дальности (расстоянию от антенны), а азимут и угол места — угловые координаты, отсчитываемые в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

больше  $R_{\text{макс}}$ , будут приняты после излучения следующего импульса и измерения дальности станут неоднозначными. Конечно, шумы приемника и мешающий фон могут ограничить предел дальности, на которой цель обнаруживается с достаточно большой вероятностью, до величины, много меньшей чем  $R_{\text{макс}}$ .

Разрешение по дальности  $\Delta R$  характеризует способность радиолокатора разделять отражения от двух целей, расположенных близко друг от друга. Если излучаемый сигнал — монохроматический радиоимпульс, то минимальное значение  $\Delta R$  определяется длительностью импульса  $p$ . Это означает, что сигналы, отраженные от двух целей, попадающих в диаграмму и разнесенных на расстояние, меньшее чем  $pc/2$ , перекроются, и обе цели ошибочно можно принять за одну. Укорочение импульса улучшает разрешение по дальности, но уменьшает предельную дальность действия РЛС за счет уменьшения средней излучаемой мощности. Скомпенсировать это уменьшение обычно нельзя, так как радиолокаторы, как правило, имеют ограниченную пиковую мощность. Как будет показано ниже, сигналы могут быть более сложными, чем отрезок синусоиды, и принципиальное ограничение на разрешающую способность по дальности накладывает не длительность импульса, а ширина его спектра.

### 3. Доплеровская фильтрация

Доплеровская фильтрация эхо-сигнала основана на эффекте Доплера. Принцип его использования можно пояснить с помощью следующего соотношения:

$$\Delta f = \frac{2v}{c} f_0 = \frac{2v}{\lambda}, \quad (13.3)$$

где  $f_0$  — частота несущей,  $v$  — скорость цели,  $\lambda$  — длина волны ( $c = f_0 \lambda$ ),  $\Delta f$  — доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала (по отношению к излучаемой частоте). Соотношение (13.3) справедливо, если облучать непрерывным гармоническим сигналом цель, движущуюся с постоянной скоростью. Однако непрерывные сигналы (или на практике сигналы большой длительности) дают плохое разрешение по дальности. Чтобы получить достаточно хорошее разрешение и по дальности, и по скорости, необходимо перейти к импульсным доплеровским сигналам<sup>1)</sup>. Покажем, что обработка таких сигналов при обнаружении соответствует дискретизации синусоиды с частотой  $\Delta f$  через интервалы времени, равные периоду повторения импульсов. Пусть все излучаемые импульсы с несущей частотой  $f_0$  имеют одну и ту же начальную фазу, а цель находится на некоторой дальности. Поскольку цель за интервал

<sup>1)</sup> Речь идет о когерентных импульсных сигналах. — *Прим. ред.*

времени, равный длительности импульса  $p$ , смещается мало, ее можно считать неподвижной, и заметного доплеровского сдвига в принятом импульсе наблюдаться не будет. Через  $T$  секунд, однако, смещение цели станет существенным, и при дискретизации следующего импульса, отраженного от той же цели, между ним и предыдущим импульсом выявится заметный фазовый сдвиг. Величина сдвига фазы определяется долей длины волны, на которую цель переместилась за время  $T$ , т. е.

$$\varphi = 2\pi \frac{2vT}{\lambda}. \quad (13.4)$$

Если цель движется с постоянной радиальной скоростью, то фаза отраженных импульсов будет изменяться от импульса к импульсу на величину, равную  $\varphi$ . Поэтому последовательность эхо-сигналов, отраженных на заданной дальности, можно представить в виде

$$s(n, t) = a(n) e^{j[2\pi f_0(t-T) + n\varphi]}, \quad (13.5)$$

где  $a(n)$  описывает амплитудную модуляцию, вызванную перемещением луча при вращении антенны. Для антенн с электронным сканированием можно зафиксировать направление луча так, чтобы  $a(n)$  равнялось единице.

Предположим, что в приемном устройстве радиолокатора эхо-сигнал (экспонента с мнимым показателем) умножается на сигнал когерентного гетеродина с произвольной, но постоянной начальной фазой  $\psi$ . Обозначив этот сигнал через  $s_r(t)$ , получим результат демодуляции в виде

$$\begin{aligned} f(n, t) &= s(n, t) s_r(t) = a(n) e^{j[2\pi f_0(t-T) + n\varphi]} e^{-j(2\pi f_0 t + \psi)} = \\ &= a(n) e^{-j\omega_0 T} e^{-j\psi} e^{jn2\pi(2vT/\lambda)}. \end{aligned} \quad (13.6)$$

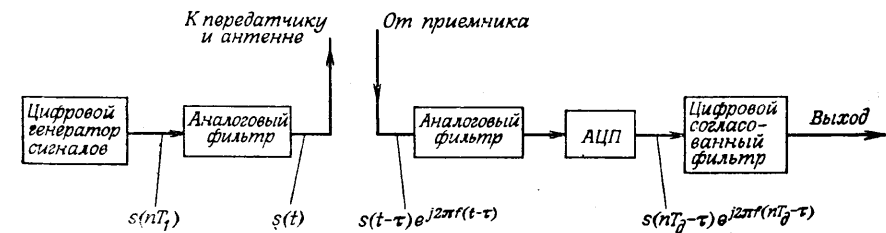
Экспоненты  $e^{-j\omega_0 T}$  и  $e^{-j\psi}$  — постоянные с единичными модулями, и их можно не учитывать. Переменная часть — просто синусоида частоты  $2v/\lambda$ , представляющая собой доплеровский сдвиг частоты.

Во всех этих выкладках подразумевалось, что несущая частота излучаемых сигналов когерентна от импульса к импульсу (так что ее фаза одинакова во всех импульсах) и весьма стабильна, и имеются два квадратурных демодулятора с одинаковыми усилителями, чем обеспечивается обработка сигнала в комплексной форме. Все это предполагает высокую точность работы аналогового тракта приемника. Существующие радиолокаторы управления полетами, например, не удовлетворяют всем перечисленным требованиям. Во многих радиолокаторах генераторные лампы не обеспечивают межимпульсную когерентность. Поэтому для эффективного использования доплеровской обработки понадобится усовершенствование многих радиолокационных систем.

### 13.3. Выбор сигналов и функция неопределенности

При выборе сигналов основным критерием является условие получения наилучших оценок дальности и скорости для одной или нескольких целей. Из простых физических соображений ясно, что короткий импульс обеспечивает хорошее разрешение по дальности, но плохое по скорости, а длинный импульс с постоянной частотой, наоборот, — плохое разрешение по дальности и хорошее по скорости. Поэтому можно ожидать, что выбор сигнала сведется к поиску компромисса между разрешением по дальности и разрешением по скорости. При объяснении справедливости этого предположения будет использована *функция неопределенности*, зависящая от двух аргументов — дальности и скорости. При выборе аналоговых сигналов, для которых предполагается выполнение согласованной фильтрации в аналоговой форме, функция неопределенности является основным понятием. В данной главе основное внимание будет уделено цифровым функциям неопределенности. В литературе можно найти достаточно подробное описание функций неопределенности, соответствующих аналоговой обработке, поэтому далее предполагается, что сигналы обрабатываются цифровыми методами.

Функция неопределенности вводится при анализе идеализированной математической модели радиолокационной системы, изображенной на фиг. 13.2. Предполагается, что зондирующий сигнал синтезируется в цифровом виде, но по пути к передатчику он проходит через аналоговый фильтр. В идеальном случае аналоговый эхо-сигнал  $s(t - \tau) e^{j2\pi f(t - \tau)}$  является задержанной и сдвинутой по частоте копией излученного сигнала  $s(t)$ . Предполагается, что оба эти эффекта, связанные с положением и движением цели, не искажаются при прохождении сигнала через аналоговый фильтр приемника и АЦП. Тогда на вход согласованного фильтра поступает цифровой сигнал  $s(nT_d - \tau) e^{j2\pi f(nT_d - \tau)}$ . Заметим, что он является функцией двух непрерывных параметров  $\tau$  и  $f$  (дальности и доплеровского сдвига).



Фиг. 13.2. Упрощенная блок-схема радиолокатора, поясняющая введение функции неопределенности.

Перейдем теперь к рассмотрению цифрового согласованного фильтра. Для увеличения дальности действия радиолокатора сигналы желательно удлинять. Но для сохранения разрешения по дальности необходимо, чтобы отклик, соответствующий данному элементу дальности, был ограничен во времени. Это явное противоречие разрешается выбором сигналов большой длительности с короткой автокорреляционной функцией, так чтобы отклик согласованного фильтра на принятый сигнал представлял собой весьма короткий импульс. Итак, цифровой фильтр, согласованный с эхосигналом, принятым с нулевой дальности и с нулевым доплеровским сдвигом, должен иметь импульсную характеристику вида  $s^*(-nT_d)$ . Сигнал на выходе цифрового согласованного фильтра, называемый цифровой функцией неопределенности, является в сущности функцией взаимной корреляции сигнала и импульсной характеристики согласованного фильтра, т. е. он равен

$$A(\tau, f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_d + \tau) s^*(nT_d) e^{j2\pi f(nT_d + \tau)}, \quad (13.7)$$

где  $T_d$  — период дискретизации АЦП (фиг. 13.2). Если фильтр согласован с сигналом для некоторых ненулевых дальности и доплеровского сдвига, то  $A(\tau, f)$  просто сдвигается по обеим координатам, т. е. соотношение (13.7) является весьма общим.

Функция неопределенности [модуль  $A(\tau, f)$ ] позволила выявить основное ограничение при выборе радиолокационных сигналов, а именно невозможность создания сигналов, обеспечивающих хорошее разрешение на всей плоскости частота — дальности. Математически это ограничение, как будет показано, выражается тем, что объем под квадратом модуля функции неопределенности не зависит от формы сигнала. Поэтому понижение  $A(\tau, f)$  в какой-то области плоскости  $(\tau, f)$  приводит к повышению ее в другой области. Для доказательства обратимся к формуле (13.7) и вычислим

$$V = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-F_d/2}^{F_d/2} A(\tau, f) A^*(\tau, f) df n\tau, \quad (13.8)$$

где  $F_d$  — частота дискретизации ( $F_d = 1/T_d$ ).

Подставляя (13.7) в (13.8) и интегрируя сначала по  $f$ , получим

$$V = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(nT_d + \tau) s^*(nT_d) s^*(mT_d + \tau) s(mT_d) \times \\ \times \frac{\sin[\pi F_d T_d (n-m)]}{\pi T_d (n-m)} d\tau. \quad (13.9)$$

Заметим, что

$$R[(n-m)T_d] = \int_{-\infty}^{\infty} s(nT_d + \tau) s^*(mT_d + \tau) d\tau \quad (13.10)$$

является автокорреляционной функцией сигнала. Тогда

$$V = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} s^*(nT_d) s(mT_d) R[(n-m)T_d] \times \\ \times \frac{\sin[\pi F_d T_d (n-m)]}{\pi T_d (n-m)}. \quad (13.11)$$

Поскольку  $F_d T_d = 1$ , то

$$\frac{\sin[\pi F_d T_d (n-m)]}{\pi T_d (n-m)} = \begin{cases} 0 & \text{при } n \neq m, \\ F_d & \text{при } n = m. \end{cases} \quad (13.12)$$

Следовательно, двойную сумму (13.11) можно заменить обычной:

$$V = F_d^2 R(0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} |s(nT_d)|^2. \quad (13.13)$$

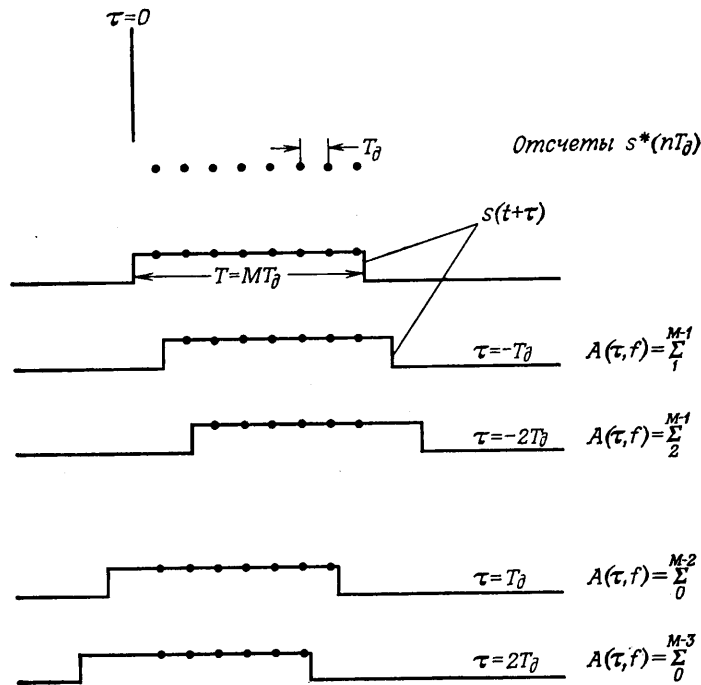
Отсюда видно, что  $V$  (объем под функцией неопределенности) зависит не от формы сигнала, а только от его энергии. Таким образом, любое уменьшение функции неопределенности должно привести к увеличению ее в каком-либо другом месте в плоскости  $(\tau, f)$  (энергия сигнала считается постоянной).

### 1. Функции неопределенности ЛЧМ-сигналов и монохроматических радиоимпульсов

Сигнал с внутриимпульсной ЛЧМ обладает некоторыми полезными свойствами как длинных, так и коротких радиоимпульсов с постоянной частотой. Методически удобнее сначала найти функцию неопределенности для ЛЧМ-сигнала, а затем для монохроматического радиоимпульса как частного случая.

На практике важны сигналы конечной длительности (и фильтры с ограниченными во времени импульсными характеристиками). Это означает, что нужно ввести некоторое ограничение на пределы суммирования в (13.7), которое в явном виде учитывало бы степень перекрытия между  $s(nT_d + \tau)$  и  $s^*(nT_d)$ .

Примем, что длительность сигнала  $T$  в точности равна  $MT_d$ , где  $M$  — число отсчетов в импульсной характеристике согласованного фильтра (фиг. 13.3). При  $-T_d < \tau \leq 0$  сигнал полностью перекрывается с импульсной характеристикой. При  $0 < \tau \leq T_d$  они взаимно смещены на один отсчет. Пусть  $I(\tau)$  — округленное до большего целого числа значение отношения  $|\tau|/T_d$ , т. е.



Фиг. 13.3. Синхронизация работы цифрового согласованного фильтра с отсчетами сигнала.

$I(\tau) = 1$  при  $0 < \tau \leq T_d$ ,  $I(\tau) = 2$  при  $T_d < \tau \leq 2T_d$  и т. д. Из фиг. 13.3 видно, что при отрицательных  $\tau$  равенство (13.7) принимает вид

$$A(\tau, f) = \sum_{n=I(\tau)}^{M-1} s(nT_d + \tau) s^*(nT_d) e^{j2\pi nT_d}, \quad (13.14)$$

а при положительных  $\tau$

$$A(\tau, f) = \sum_{n=0}^{M-1-I(\tau)} s(nT_d + \tau) s^*(nT_d) e^{j2\pi nT_d}. \quad (13.15)$$

Если  $s(nT_d)$  — экспонента, то (13.14) можно преобразовать в (13.15) простой заменой переменных  $k = n - I(\tau)$ , причем появление  $I(\tau)$  в аргументах трех функций, стоящих в сумме (13.14), проявится лишь в виде общего фазового множителя, который можно отбросить при вычислении модуля суммы. Итак, для любых вычислений можно использовать соотношение (13.15), а  $A(\tau, f)$

действительно является функцией модуля  $|I(\tau)|$ . Теперь можно перейти к вычислению (13.15) для частного случая ЛЧМ-сигнала, равного

$$s(t) = e^{j(\pi W/T)t^2}, \quad (13.16)$$

где  $W$  — девиация частоты ЛЧМ-сигнала, а  $T$  — его длительность. Заменяем параметр  $W$  на  $N/T$ , так что  $N$  равно произведению ширины спектра сигнала на его длительность. Если  $T_d$  соответствует частоте дискретизации по Найквисту (т. е.  $T_d = 1/W$ ), то  $N = T/T_d = M$ . В приводимых ниже выкладках  $N$  и  $M$  считаются независимыми переменными, поэтому результат будет справедлив для любой частоты дискретизации. Отбрасывая фазовые множители в (13.15) и (13.16), получим

$$|A(\tau, f)| = \sum_{n=0}^{M-1-I(\tau)} e^{j[2\pi(W/T)\tau nT_d + 2\pi nT_d]}. \quad (13.17)$$

Для нормировки переменных  $\tau$  и  $f$  введем

$$\gamma = \frac{\tau}{T} \quad \text{и} \quad \nu = fT \quad (13.18)$$

и после ряда преобразований получим

$$|A(\gamma, \nu)| = \frac{\sin[\pi(N\gamma + \nu)] [1 - (|I(\gamma T)|/M)]}{\sin[(\pi/M)(N\gamma + \nu)]}. \quad (13.19)$$

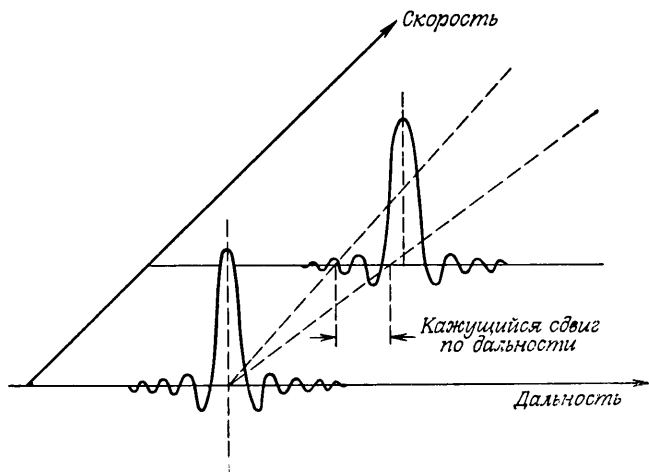
Соотношение (13.19) является основным выражением для функции неопределенности ЛЧМ-сигнала. Интересно рассмотреть ее сечения при  $\gamma = 0$  или  $\nu = 0$ . При  $\nu = 0$

$$|A(\gamma, 0)| = \frac{\sin(\pi N\gamma) [1 - (|I(\gamma T)|/M)]}{\sin[(\pi N/M)\gamma]}. \quad (13.20)$$

Если же  $\gamma = 0$ , то

$$|A(0, \nu)| = \frac{\sin(\pi\nu) [1 - (|I(0)|/M)]}{\sin(\pi\nu/M)}. \quad (13.21)$$

Важно отметить, что сечения (13.20) и (13.21) имеют (при достаточно больших целых  $M$ ) вид коротких острых импульсов примерно одинаковой длины. Множитель  $1 - (|I(\gamma T)|/M)$  приводит к понижению частоты пульсаций боковых лепестков при больших дальностях. Поскольку в двух аргументах соотношения (13.19) фигурирует только величина  $(N\gamma + \nu)$ , разделить вклады дальности цели и ее скорости невозможно. Для иллюстрации этого положения на фиг. 13.4 изображены два сечения функции неопределенности по дальности при различных доплеровских сдвигах. Если с помощью ЛЧМ-сигнала ведутся наблюдения за двумя целями,



Фиг. 13.4. Функция неопределенности ЛЧМ-сигнала.

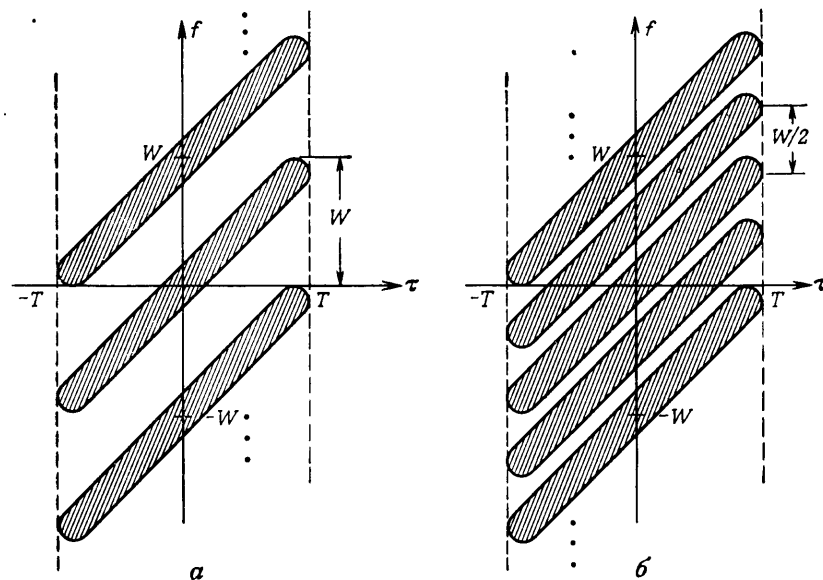
находящимися на одной дальности, но движущимися с разными скоростями, то эхо-сигналы можно также интерпретировать как сигналы, отраженные от целей, смещенных по дальности.

ЛЧМ-сигналы могут иметь большую длительность и, следовательно, большую энергию, что увеличивает предельную дальность действия радиолокатора. Кроме того, отклик на выходе согласованного фильтра всегда представляет собой короткий импульс, и это обеспечивает высокое разрешение по дальности. В этом смысле можно считать, что ЛЧМ-сигналы являются «хорошими». Не следует, однако, забывать, что неразличимость эффектов, вызванных доплеровским сдвигом и смещением по дальности, не позволяет разделить измерения дальности и скорости, т. е. ЛЧМ-сигналы малоприспособны для измерения скорости. К счастью, во многих практических задачах смещение оценки дальности, вызываемое доплеровским сдвигом, имеет весьма малую величину, поэтому ЛЧМ-сигналы все-таки можно использовать для измерения дальности до цели.

На прямой  $N\gamma + \nu = 0$  в плоскости  $(\gamma, \nu)$  равенство (13.19) сводится к

$$|A(\gamma, \nu)| = \left(1 - \frac{|I(\gamma T)|}{M}\right) M. \quad (13.22)$$

Таким образом, функцию неопределенности в трехмерном пространстве можно представить в виде «хребта», простирающегося вдоль прямой  $N\gamma + \nu = 0$  и имеющего в продольном сечении форму треугольника. В силу ступенчатого характера функции  $|I(\gamma T)|$  высота «хребта» на самом деле изменяется скачками. На



Фиг. 13.5. Главный лепесток функции неопределенности ЛЧМ-сигнала. а — частота дискретизации равна частоте Найквиста; б — частота дискретизации равна половине частоты Найквиста.

фиг. 13.5, а в соответствии с формулой (13.19) заштрихованы области, в которых  $|A(\gamma, \nu)|$  (или  $|A(\tau, f)|$ ) заметно отличается от нуля; считается, что  $M = N$  или  $T_d = 1/W$ , т. е. частота дискретизации равна частоте Найквиста. При понижении частоты дискретизации вдвое (т. е.  $T_d = 1/(2W)$ ) появляются дополнительные «ненулевые» области (фиг. 13.5, б), обусловленные наложением. Сравнивая (13.7) с известной формулой для функции неопределенности аналоговых сигналов

$$a(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t + \tau) s^*(t) e^{j2\pi ft} dt, \quad (13.23)$$

можно получить соотношение, связывающее  $a(\tau, f)$  и  $A(\tau, f)$ . Из гл. 2 известно, что фурье-преобразования аналогового и дискретизованного сигналов связаны следующим образом:

$$G_a(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

и

$$G(e^{j2\pi f}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_d) e^{-j2\pi nT_d f},$$

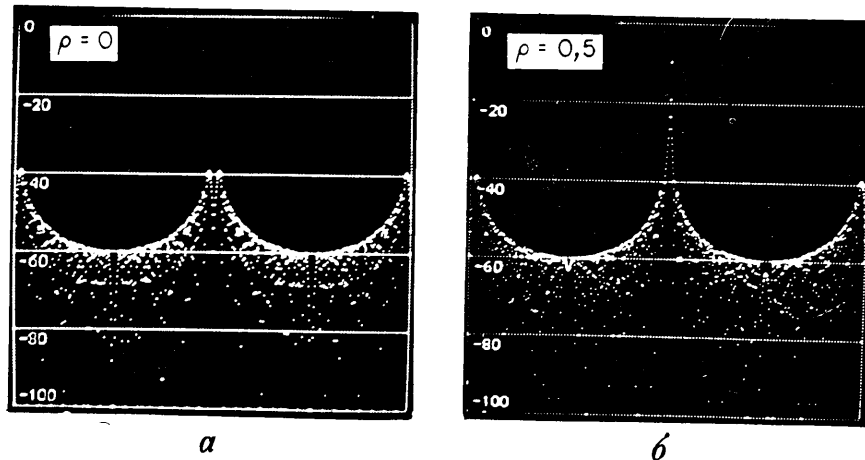
так что

$$G(e^{j2\pi f}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_a\left(f + \frac{n}{T_d}\right). \quad (13.24)$$

Анализ формул (13.7) и (13.23) показывает, что (13.23) представляет собой преобразование Фурье от произведения  $s(t + \tau) s^*(t)$ , а (13.7) — преобразование Фурье от того же дискретизованного произведения. Поэтому

$$A(\tau, f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a\left(\tau, f + \frac{n}{T_d}\right). \quad (13.25)$$

Учитывая эффекты наложения, приходим к выводу, что функция неопределенности цифрового сигнала периодична по частоте, но не по времени. На фиг. 13.6 изображены сечения  $|A(\tau, 0)|$  для  $TW = 512 = M$ , полученные с помощью программы, моделирующей прохождение сигнала через согласованный фильтр. Отметим низкий уровень боковых лепестков на фиг. 13.6, а, на фиг. 13.6, б они приближаются к известной цифре —13 дБ, характерной для невзвешенного аналогового ЛЧМ-сигнала. Это связано с особенностью графопостроителя, отображающего отсчеты  $|A(\tau, 0)|$  с интервалом  $T_d$  секунд. На фиг. 13.6, а они оказались вблизи нулей (аналоговой) функции неопределенности ( $\rho = 0$ ), а на фиг. 13.6, б точки отсчета сдвинуты на половину интервала дискретизации ( $\rho = 0,5$ ) и близки к максимумам боковых лепестков.



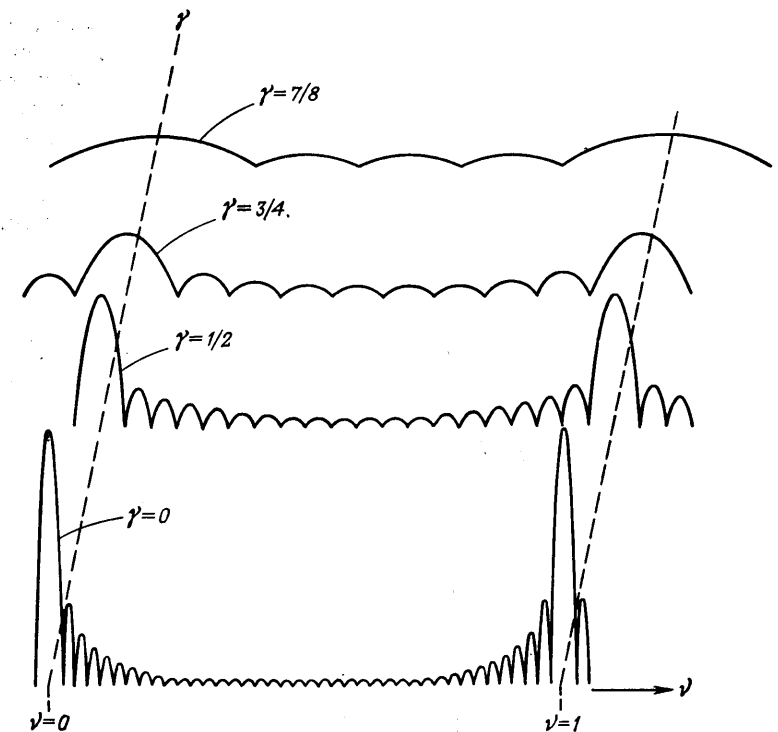
Фиг. 13.6. Функция неопределенности ЛЧМ-сигнала при нулевом доплеровском сдвиге.

## 2. Функция неопределенности монохроматического радиоимпульса

Если в формуле (13.19) положить  $W = 0$ , так что  $N = 0$ , то ЛЧМ-сигнал вырождается в монохроматический радиоимпульс, для которого

$$|A(\gamma, \nu)| = \frac{\sin(\pi\nu) [1 - (|I(\gamma T)|/M)]}{\sin(\pi\nu/M)}. \quad (13.26)$$

Рассмотрим несколько сечений функции неопределенности вдоль оси  $\nu$  при постоянных  $\gamma$  (фиг. 13.7). Отметим, что с увеличением задержки главный лепесток не только уменьшается по уровню, но и расширяется, т. е. разрешение по скорости ухудшается. Если сделать сечения по  $\gamma$  при постоянных  $\nu$ , то будут получены неутешительные результаты. При  $\nu = 0$  сечение  $|A(\gamma, 0)|$  имеет треугольную форму, а при других  $\nu$  оно имеет синусоидальную форму, причем максимумы располагаются довольно хаотично.



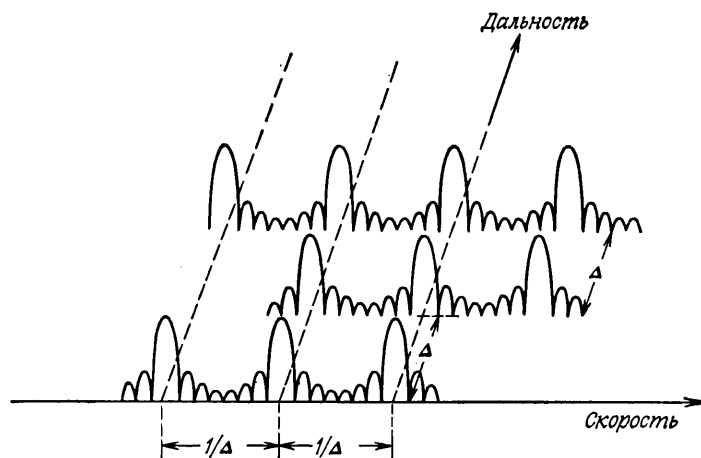
Фиг. 13.7. Сечения функции неопределенности монохроматического радиоимпульса.



### 3. Функция неопределенности пачки импульсов

Хотя ЛЧМ-сигнал легко обнаруживается в шумах, остается неясным, как с его помощью измерять скорость цели. Он широко используется для увеличения дальности действия радиолокатора, но для точных измерений скорости требуется использование других сигналов.

В разд. 13.2 уже говорилось о том, что увеличение области однозначного измерения дальности достигается за счет уменьшения частоты повторения, тогда как для расширения области однозначного измерения скорости частоту повторения следует повышать. В любом случае приходится излучать последовательность импульсов, для которой мы найдем и проанализируем функцию неопределенности. Поскольку пачка представляет собой импульсную последовательность, то и аналоговая, и цифровая функции неопределенности имеют одинаковую структуру, так что дискретизация для этого сигнала не играет роли. Например, функция неопределенности пачки из 10 равностоящих импульсов (фиг. 13.8) напоминает хорошо известную «борону». Параметр  $\Delta$  равен периоду следования импульсов. Рассматриваемая функция неопределенности имеет пики неоднозначности и по дальности, и по скорости. Величина периодов по  $\tau$  и по  $f$  определяется только значением  $\Delta$ , причем увеличение  $\Delta$  расширяет интервал однозначного определения дальности, но сужает интервал однозначного измерения скорости, и наоборот. Таким образом, пачку импульсов наиболее целесообразно применять при измерении дальности



Фиг. 13.8. Сечение функции неопределенности пачки импульсов.

и скорости, если уже имеется грубая, но достоверная оценка одной (или обеих) из этих величин.

*Упражнение.* Найдите в общем виде выражение для функции неопределенности пачки импульсов и подтвердите данные фиг. 13.8.

### 4. Другие сигналы

В некоторых случаях при радиолокационных исследованиях необходимо определять и дальность, и скорость. Для этого сигнал должен иметь «кнопочную» функцию неопределенности с одним большим пиком, сосредоточенным на небольшом участке плоскости дальность — скорость. Разработано много сигналов с такой функцией неопределенности, например ЛЧМ-сигналы с треугольным изменением частоты, сигналы с модуляцией кодами Баркера и многофазными кодами, а также кодовыми последовательностями максимальной длины. Анализ таких сигналов можно найти в соответствующих монографиях, и повторять его здесь нецелесообразно.

Читатель, вероятно, заметил сходство (по крайней мере в общем подходе) между синтезом фильтров и синтезом сигналов с заданными функциями неопределенности. Существует несколько причин, затрудняющих формализацию процедуры синтеза сигналов. Во-первых, приходится аппроксимировать двумерную идеализированную функцию, что значительно сложнее задачи одномерной аппроксимации импульсной или частотной характеристик при синтезе фильтров. Во-вторых, на выбор радиолокационных сигналов существенно влияют многочисленные параметры радиолокатора, определяемые характеристиками антенны, передатчика, системы управления, которые, возможно, не связаны непосредственно с системой обработки сигналов. Третья и, вероятно, главная причина состоит в том, что помеховая обстановка зачастую с трудом поддается математическому описанию, тогда как «правильная» функция неопределенности зависит от свойств помех. Это означает, что оптимизация радиолокатора может быть достигнута лишь после многочисленных его испытаний в реальных условиях, поэтому следует максимально использовать гибкость, присущую цифровым методам обработки сигналов.

### 13.4. Цифровые согласованные фильтры для радиолокационных сигналов

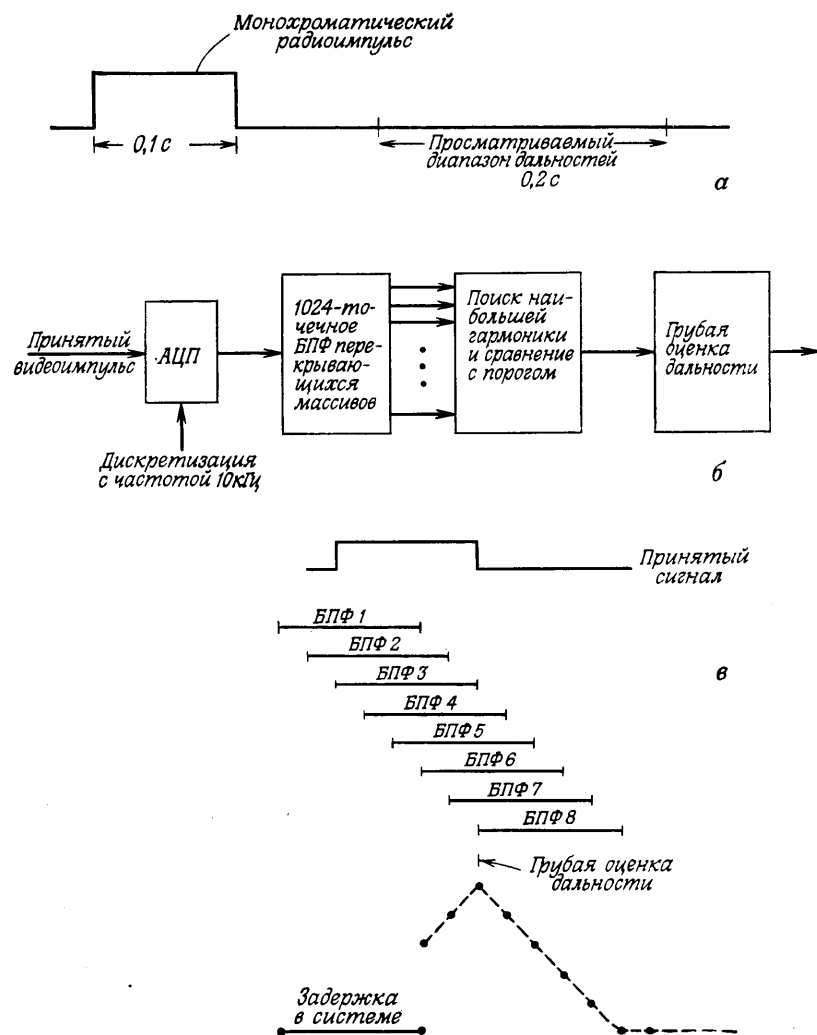
Сигнал, отраженный от цели, находящейся на определенной дальности и движущейся с определенной скоростью, может быть скрыт мешающим фоном. Если скорости цели и мешающих отражателей различаются достаточно сильно, для выделения сигнала

можно применить доплеровскую фильтрацию. Поэтому задача системы обработки сигналов сводится, вообще говоря, к выполнению согласованной фильтрации эхо-сигнала для каждого представляющего интерес сочетания дальность — скорость (и угол). Такой подход может привести к чрезмерному усложнению аппаратуры, поэтому приходится отказаться от решения задачи в общем виде и сделать попытку рассмотреть структуры согласованных фильтров для ряда частных случаев.

### 1. Фильтр, согласованный с длинным и монохроматическим импульсом

Рассмотрим задачу радиолокационного сопровождения спутника. Предположим, что угловые координаты спутника приблизительно известны, но его дальность и скорость неизвестны. Длинные импульсы дают плохое разрешение по дальности, однако проблема в данном случае заключается в том, чтобы обнаружить цель, что объясняется ее малыми размерами и большой удаленностью. В этом случае приходится использовать гребенку фильтров, настроенных на ожидаемые доплеровские частоты. Пусть импульс излучается в течение 0,1 с (фиг. 13.9), а интервал поиска эхо-сигнала равен 0,2 с, т. е. интервал однозначного измерения дальности равен 30 тыс. км. Пусть, кроме того, максимальная радиальная скорость спутника составляет 1800 км/ч, а длина волны РЛС приблизительно равна 10 см. Тогда, согласно (13.3), доплеровский сдвиг не превысит 10 000 Гц. Разрешение по частоте обратно пропорционально длительности сигнала, т. е. составляет 10 Гц. Следовательно, необходима гребенка из 1000 доплеровских фильтров, причем частота дискретизации должна составлять 10 000 Гц.

Из изложенного в гл. 6 известно, что эквивалентом гребенчатой фильтрации является скользящее БПФ. Действительно, скользящее БПФ без взвешивания в точности соответствует гребенке требуемых согласованных фильтров, поскольку импульсные характеристики фильтров, реализуемых с помощью скользящего БПФ, совпадают с ожидаемым эхо-сигналом при различных доплеровских сдвигах. Однако скользящее 1024-точечное БПФ при частоте дискретизации 10 кГц является в данном случае чересчур мощным средством анализа, поскольку полоса каждого фильтра равна 10 Гц, так что дискретизация на выходе с частотой 10 кГц явно избыточна. Если скользящее БПФ заменить на «скачущее» БПФ, выполняя, скажем, 50 преобразований в секунду, то это будет эквивалентно дискретизации результатов скользящего БПФ с частотой 50 Гц. Быстродействие в этом случае можно уменьшить в 200 раз. Результаты выполнения скачущих БПФ можно использовать (фиг. 13.9, в) для грубого определения дальности.



Фиг. 13.9. Система для обнаружения и грубой оценки дальности цели, находящейся на очень больших расстояниях.

а — сигнал; б — система; в — результат.

**Упражнение.** Сколько базовых операций БПФ в секунду приходится делать, чтобы обеспечить выполнение в секунду 50 1024-точечных ДПФ? Целесообразно ли в качестве процессора БПФ использовать мини-ЦВМ? При ответе на вопросы учтите требования и к быстродействию, и к объему памяти.

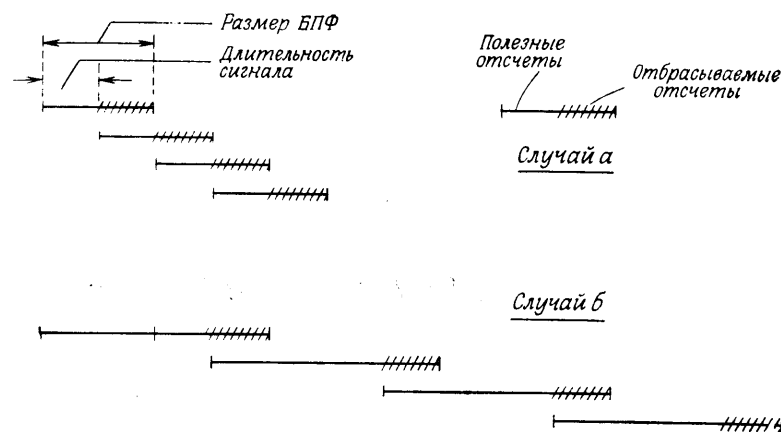
## 2. Согласованные фильтры для произвольных сигналов

Поскольку «хороший» радиолокационный сигнал часто определяется помеховой обстановкой (которая может меняться во времени), целесообразно рассмотреть вопросы проектирования и практического построения цифровых согласованных фильтров с произвольными импульсными характеристиками. Можно указать два различных способа построения таких фильтров: 1) в виде КИХ-фильтра в прямой форме, 2) на основе БПФ. В первом случае необходимая гибкость достигается изменением импульсной характеристики за счет изменения коэффициентов фильтра. Во втором случае изменяют ДПФ от импульсной характеристики. Основным критерием того, какому из двух способов следует отдать предпочтение, является величина произведения  $TW$  полосы сигнала на его длительность. Чем больше  $TW$ , тем целесообразнее становится применение БПФ. Произведение полосы на длительность в теории согласованной фильтрации является крайне важным понятием. Ширина полосы сигнала определяется максимальное разрешение по дальности, а его длительность — по скорости. Более того, в цифровых системах полная длительность сигнала  $T$  равна  $NT_d$ , где  $T_d$  — период дискретизации, а  $N$  — число отсчетов сигнала. А так как при обычной дискретизации  $T_d$  в точности равно  $1/W$ , то

$$N = TW, \quad (13.27)$$

т. е. произведение полосы сигнала на его длительность равно числу отсчетов дискретизованного сигнала. В общем случае импульсная характеристика фильтра, согласованного с данным сигналом, содержит столько же отсчетов, что и сам сигнал, поэтому величина  $N$  определяет также сложность цифрового согласованного фильтра. Как будет видно из дальнейших примеров, произведение  $TW$  может меняться в очень широких пределах, но в большинстве случаев более целесообразной представляется цифровая согласованная фильтрация на основе БПФ.

В любой радиолокационной системе произведение  $TW$  определяется требованиями, предъявляемыми к радиолокатору, поэтому число отсчетов в импульсной характеристике согласованного фильтра, равное числу отсчетов в сигнале, является конструктивным параметром, определяемым в большей или меньшей степени требованиями ко всей системе. Однако размер анализируемого массива чисел (и, следовательно, размер БПФ) является дополнительным параметром, подбором которого можно минимизировать стоимость аппаратуры. Два возможных способа обработки, соответствующие различным размерам массивов, иллюстрируются на фиг. 13.10. В случае *a* размер массива вдвое больше длины

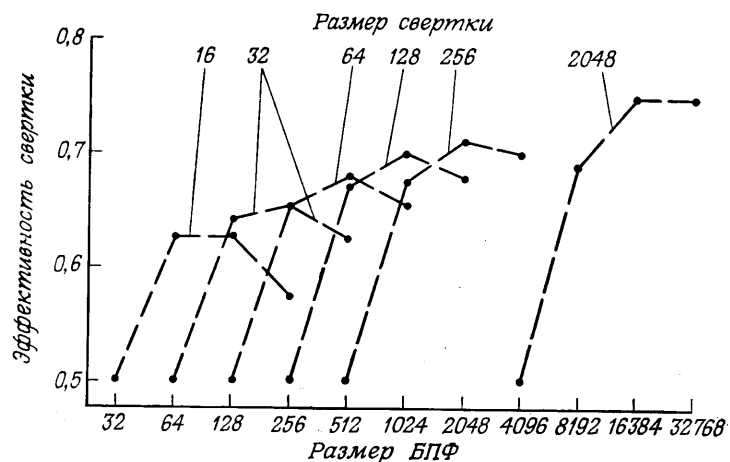


Фиг. 13.10. Сравнение числа отбрасываемых отсчетов при двух различных размерах БПФ и постоянной длительности сигнала. Случай *a*: размер БПФ вдвое больше длительности сигнала; случай *б*: размер БПФ вчетверо больше длительности сигнала.

зондирующего сигнала (и импульсной характеристики); в случае *б* размер массива превышает длину сигнала в четыре раза. Преимуществом первого варианта является меньший размер БПФ, а преимущество второго состоит в том, что отбрасывается меньшее число точек. Эту компромиссную эффективность системы можно описать соотношением

$$E = \left( \frac{L_s - L_h}{L_s} \right) \left( \frac{1 + \log L_h}{\log L_s} \right), \quad L_s \geq 2L_h, \quad (13.28)$$

где  $L_h$  — длина импульсной характеристики, а  $L_s$  — размер массива. Предполагается, что сигнал и импульсная характеристика имеют одинаковую длину, так что минимальный размер массива должен хотя бы вдвое превосходить длину импульсной характеристики. Первый из сомножителей в (13.28) характеризует увеличение эффективности (в относительном числе правильных отсчетов после фильтрации), второй — уменьшение эффективности, вызываемое увеличением по логарифмическому закону числа умножений за счет увеличения размера БПФ. Следовательно, величина  $E$  действительно характеризует эффективность вычислений, и ее можно рассматривать как число умножений, приходящееся на каждый входной отсчет. Обычно берут  $L_s = 2L_h$ , что дает  $E = 1/2$  при  $L_h \gg 1$ . Из зависимостей  $E$  от  $L_s$  (фиг. 13.11), где  $L_h$  является параметром, видно, что при увеличении размера массива эффективность вычислений увеличивается, но кривые не монотонны, т. е. для каждого значения  $L_h$  существует оптимальный размер массива, причем для всех интересующих нас случаев оказывается, что целесообразно брать  $L_s = 8L_h$ . Следует, однако,



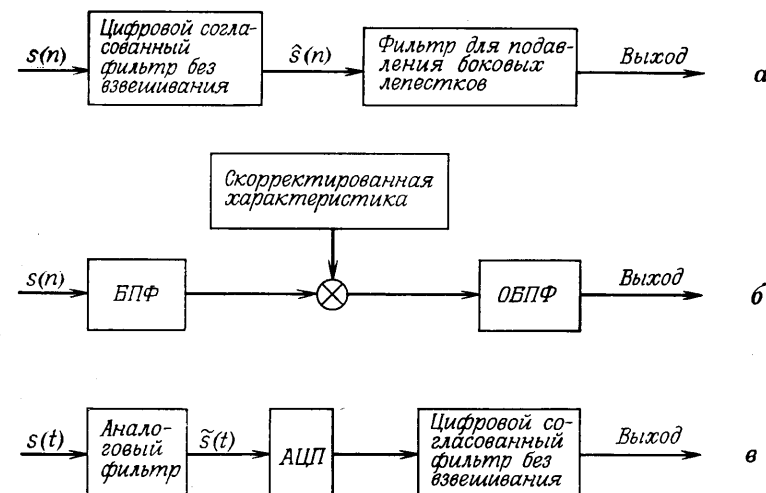
Фиг. 13.11. Зависимость эффективности свертки от размера БПФ.

иметь в виду, что учитывались только затраты на выполнение умножений. Но пропорционально размеру БПФ растет и объем памяти, поэтому выигрыш в эффективности за счет умножений может быть сведен на нет увеличением объема запоминающего устройства. Практически же в большинстве случаев вряд ли найдутся соображения, оправдывающие отход от варианта  $L_s = 2L_h$ .

### 3. Уменьшение уровня боковых лепестков согласованного фильтра путем взвешивания

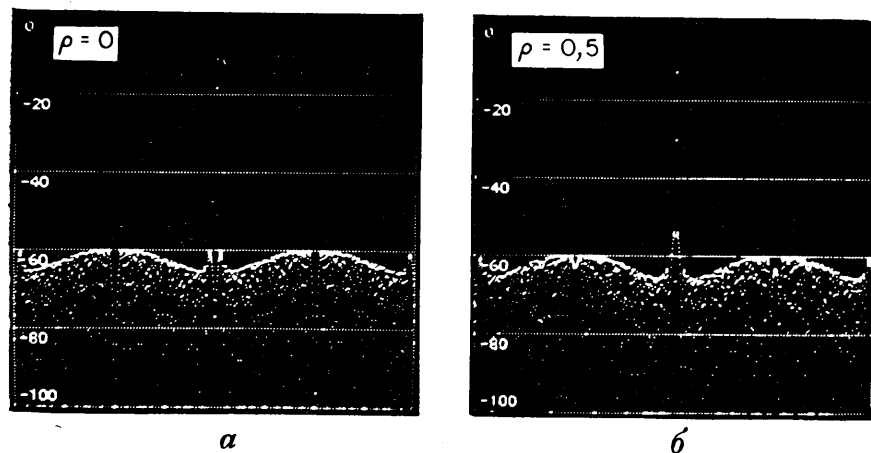
Согласованный фильтр для типового радиолокационного сигнала (например, ЛЧМ-сигнала) строят так, чтобы в некоторый единственный момент времени получить наибольшее отношение сигнал/шум. Обычно это означает, что колебание на выходе согласованного фильтра имеет вид короткого импульса. В большинстве систем полезный главный лепесток сопровождается боковыми лепестками довольно большой интенсивности. При обработке эхо-сигналов от нескольких целей с различной отражающей способностью это может оказаться весьма нежелательным, так как главный лепесток более слабой цели может быть скрыт боковым лепестком отклика от более сильной цели.

Используя взвешивание, можно понизить уровень боковых лепестков за счет ухудшения разрешения по дальности и уменьшения отношения сигнал/шум. Взвешивание можно выполнить во временной области, пропуская сигнал с выхода согласованного фильтра через дополнительный фильтр, либо в частотной области, взвешивая спектр между прямым и обратным БПФ. Фактически же,



Фиг. 13.12. Три способа введения взвешивания в согласованную фильтрацию.

согласно фиг. 13.2, взвешивание можно выполнить, включив соответствующий аналоговый фильтр перед АЦП. Три различных способа введения взвешивания показаны на фиг. 13.12. В первом случае (фиг. 13.12, а) оно связано с проведением довольно большого объема дополнительных вычислений, если длина импульсной характеристики фильтра  $r$  (в числе отсчетов) достаточно велика. По этой причине весьма полезными оказываются весовые функции Хэмминга и Ханна («хэннинг»), для которых  $r = 3$ , а боковые лепестки ниже главного на 40 дБ. Во втором случае (фиг. 13.12, б) ситуация несколько сложнее. Выходной сигнал всегда содержит  $2L_h$  отсчетов (где  $L_h$  — длина сигнала и импульсной характеристики согласованного фильтра), но при спектральном взвешивании, эквивалентном фильтрации КИХ-фильтром с импульсной характеристикой, содержащей  $r$  отсчетов, из выходной последовательности согласованного фильтра следует удалить  $r$  отсчетов. Пусть, например, сигнал содержит 256 отсчетов. Тогда при обработке (как со взвешиванием, так и без него) выполняются прямое и обратное БПФ по 512 точкам. При наличии взвешивания, однако,  $r$  из 512 выходных отсчетов искажены процедурой взвешивания, и эффективное значение произведения полосы на длительность несколько уменьшается, но этот проигрыш мал по сравнению с потерями из-за рассогласования. В третьем случае (фиг. 13.12, в) система является линейной (если не учитывать АЦП), т. е. взвешивающий фильтр может быть выполнен в аналоговой форме и располагаться до АЦП. Недосток последнего ме-



Фиг. 13.13. Сжатие взвешенного ЛЧМ-импульса при  $\rho = 0$  и  $\rho = 0,5$ .

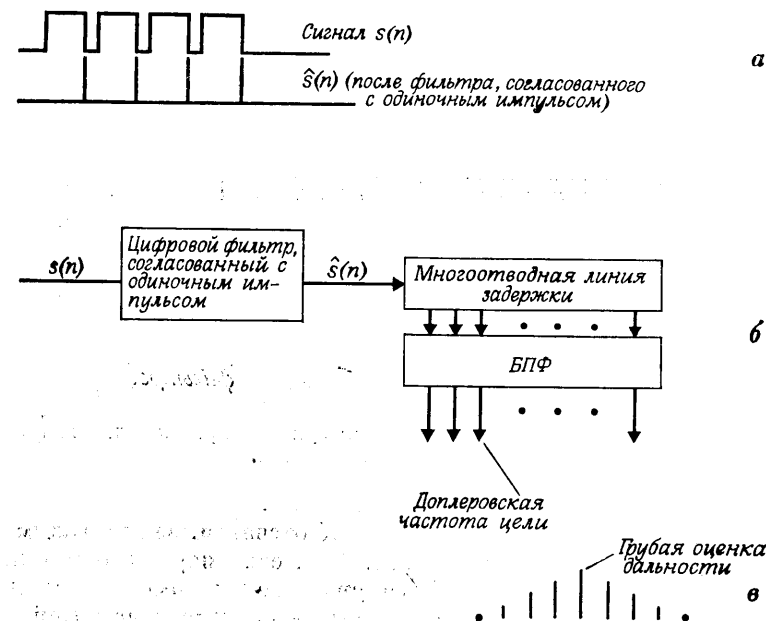
тогда взвешивания заключается в том, что аналоговый фильтр, предшествующий АЦП, должен выполнять и другую задачу, а именно подавлять шум, лежащий вне полосы эхо-сигнала, чтобы при дискретизации он не накладывался на спектр самого сигнала. В данной книге последняя схема (фиг. 13.12, в) подробно не рассматривается.

На фиг. 13.13 показана функция неопределенности ЛЧМ-сигнала для нулевого доплеровского сдвига при взвешивании по Хэммингу и  $\rho = 0$  или  $\rho = 0,5$ . Два больших отсчета по обе стороны от основного пика свидетельствуют о расширении главного лепестка функции неопределенности. Видно также, что ближайшие боковые лепестки понизились до уровня  $-40$  дБ.

При разработке цифровых согласованных фильтров для радиолокационных сигналов возникают и другие важные проблемы, однако они очень сильно зависят от специфики задач, поэтому дальнейшее обсуждение согласованной фильтрации отнесено к примерам.

#### 4. Согласованный фильтр для пачки импульсов

Предположим, что поставлена задача обнаружить цель на большой дальности и сопровождать эту цель по мере ее приближения. Стандартный метод решения этой задачи состоит в излучении ЛЧМ-сигнала, а вслед за ним — пачки импульсов. ЛЧМ-сигнал хорошо подходит для обнаружения цели, но, как уже отмечалось в разд. 13.3, он не позволяет разделить изменения дальности и скорости цели. Для однозначного измерения дальности и скорости

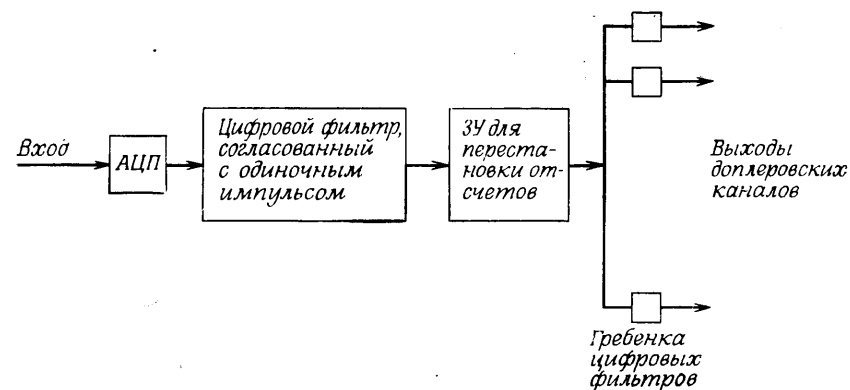


Фиг. 13.14. Обработка пачки импульсов с помощью скользящего БПФ.

излучается пачка импульсов. Она может представлять собой последовательность коротких импульсов или длинных импульсов с ЛЧМ-заполнением, если требуется увеличить энергию сигнала. В последнем случае эхо-сигнал сначала пропускается через фильтр, согласованный с ЛЧМ-сигналом, что дает последовательность очень коротких импульсов с увеличенной по сравнению с эхо-сигналом амплитудой. Итак, в любом случае нас будут интересовать фильтры, согласованные с пачкой коротких импульсов при заданных значениях скорости цели.

Один из методов согласованной фильтрации пачки (фиг. 13.14) соответствует вычислению скользящего БПФ по  $N$  отсчетам сигнала, разнесенным по времени на период повторения импульсов. В предположении, что одна из  $N$  выходных гармоник БПФ соответствует истинному значению доплеровского сдвига, можно ожидать, что ее амплитуда (как функция времени) представляет собой последовательность с треугольной огибающей, совпадающую с выходным сигналом фильтра, согласованного с пачкой импульсов, имеющей прямоугольную огибающую.

Рассмотренному методу обработки пачки импульсов присуща избыточность, так как каждый из  $N$  отсчетов, по которым выполняется БПФ, используется в выполнении еще  $(N - 1)$  преобразо-



Фиг. 13.15. Цифровая обработка пачки импульсов при использовании ЗУ для перестановки отсчетов.

ваний, причем это относится ко всем  $K$  отсчетам, занимающим интервал повторения импульсов РЛС. Так, если период дискретизации равен  $T_d$ , то каждые  $T_d$  секунд необходимо выполнять БПФ размером в  $N$  точек. Например, в системе с частотой дискретизации 10 МГц, содержащей 16 доплеровских каналов, необходимо через каждые 100 нс выполнять 16-точечное БПФ.

Недостаточную эффективность рассмотренной схемы можно повысить, используя ЗУ для перестановки отсчетов и гребенку цифровых фильтров (фиг. 13.15). Это один из тех редких случаев, когда система с цифровыми фильтрами оказывается эффективнее, чем система на основе алгоритма БПФ. Для того чтобы понять принцип работы ЗУ для перестановки отсчетов, представим, что на вход ЗУ поступает последовательность чисел с номерами 0, 1, 2, ... Как и прежде, будем считать, что на периоде повторения импульсов берется  $K$  отсчетов. Задача памяти состоит в перегруппировке входной последовательности к следующему виду: 0,  $K$ ,  $2K$ , ...,  $1$ ,  $K + 1$ ,  $2K + 1$ , ...,  $2$ ,  $K + 2$ ,  $2K + 2$ , ... После такой перестановки доплеровская обработка производится отдельно для каждого элемента дальности: нулевого, первого и т. д. Если мы хотим реализовать все  $N$  доплеровских каналов, при поступлении очередного отсчета необходимо осуществить  $N$  комплексных умножений, тогда как в схеме фиг. 13.14 на каждый отсчет приходится  $(N/2) \log_2 N$  комплексных умножений. Соотношение между числом операций при рекурсивной фильтрации и при фильтрации на основе БПФ было проанализировано в гл. 6. Дальнейшее сокращение объема вычислений возможно, если не требуются все  $N$  доплеровских каналов; при использовании же БПФ в любом случае реализуются все каналы.

Память для перестановки отсчетов строится на основе ЗУ с произвольным доступом с использованием специального алгоритма адресации. Перестановки производятся в реальном времени, причем объем памяти может не превосходить объема обрабатываемого массива. Алгоритм перестановки иллюстрируется на фиг. 13.16 применительно к системе, в которой излучается пачка из восьми импульсов и обрабатываются эхо-сигналы с пяти дальностей. Каждый столбец представляет перестановку всех 40 отсчетов. Первые 40 отсчетов записываются последовательно, т. е. в ячейки с адресами 0, 1, 2, 3 и т. д. Однако на гребенку доплеровских фильтров они должны поступать в ином порядке: 0, 5, 10, ..., 1, 6, 11, ... и т. д. Для этого при считывании используется адресная последовательность, приведенная во втором столбце. Чтобы не увеличивать памяти, каждый новый отсчет следует записывать на место последнего отсчета, выведенного из памяти. Таким образом, для каждого набора из 40 отсчетов адресация при записи в память и считывании осуществляется по-разному, что и показано в последующих столбцах.

*Упражнение.* Напишите формулу, определяющую порядок адресации в схеме фиг. 13.15 для общего случая пачки из  $L$  импульсов и числа отсчетов на периоде повторения, равного  $K$ .

0	0	0	0
1	5	25	8
2	10	11	16
3	15	36	24
4	20	22	32
5	25	8	1
6	30	33	9
7	35	19	17
8	1	5	25
9	6	30	33
10	11	16	2
11	16	2	10
12	21	27	18
13	26	13	26
14	31	38	34
15	36	24	3
16	2	10	11
17	7	35	19
18	12	21	27
19	17	7	35
20	22	32	4
21	27	18	12
22	32	4	20
23	37	29	28
24	3	15	36
25	8	1	5
26	13	26	13
27	18	12	21
28	23	37	29
29	28	23	37
30	33	9	6
31	38	34	14
32	4	20	22
33	9	6	30
34	14	31	38
35	19	17	7
36	24	3	15
37	29	28	23
38	34	14	31
39	39	39	39

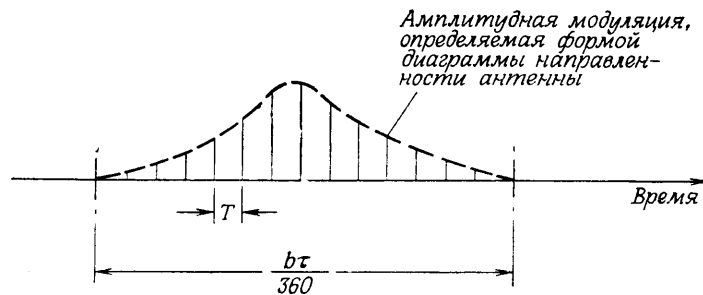
Повторение  
последовательностей

Фиг. 13.16. Пример последовательности адресов при обработке пачки из восьми импульсов для пяти элементов дальности.

### 13.5. Аэродромный обзорный радиолокатор системы управления полетами. Доплеровская фильтрация как средство подавления мешающих отражений

Антенны существующих радиолокационных систем управления полетами вращаются механически, совершая оборот за 4—12 с. Угловое разрешение по азимуту составляет 1—2°; в вертикальной плоскости диаграмма направленности имеет веерную форму шириной 30—45°. Итак, при сканировании антенны от цели поступает пачка эхо-импульсов (фиг. 13.17), следующих с частотой повторения зондирующих импульсов. Следующая пачка от той же цели будет получена при последующем обороте антенны. Опираясь на эту информацию, необходимо сопровождать в своей зоне (обычно в пределах 40—65 км) вплоть до 50 самолетов и отображать их положение оператору для сопоставления с расписанием полетов, с запланированными курсами различных коммерческих и частных самолетов, а также с данными, получаемыми из переговоров с экипажами и другими операторами.

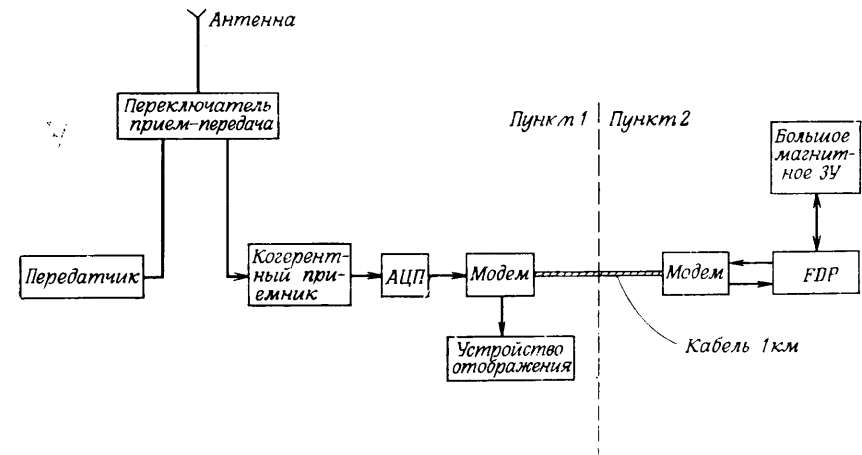
Существующие аэродромные обзорные РЛС работают в десятисантиметровом диапазоне ( $\lambda \approx 10$  см). На этой волне существенный мешающий фон могут создавать отражения от метеообразований, например от дождя, но, пожалуй, наиболее существенные мешающие отражения создаются местными предметами. Такие помехи могут быть подавлены за счет более совершенной обработки сигнала, в частности за счет доплеровской фильтрации, позволяющей выделить эхо-сигналы от сравнительно быстро движущихся самолетов на фоне отражений от метеообразований и местных предметов. Следует отметить, что хотя и принято считать, что отражения от местных предметов не имеют доплеровского сдвига, на самом деле он существует, что обусловлено движением антенны. Это обстоятельство снижает эффективность доплеровской обработки. Его можно было бы устранить, используя антенны другого типа



Фиг. 13.17. Вид эхо-сигналов, получаемых в радиолокаторе с вращающейся антенной для цели, находящейся на заданной дальности.

(например, фазированные решетки). Однако такая замена антенн большого числа действующих радиолокаторов потребовала бы значительных затрат. В связи с этим перед Линкольновской лабораторией была поставлена задача найти методы обработки сигналов, которые позволили бы в значительной степени преодолеть перечисленные трудности путем добавления к существующей аппаратуре сравнительно недорогих приставок.

В экспериментальной установке (фиг. 13.18) антенна и остальное оборудование радиолокатора находились примерно в километре от быстродействующего процессора FDP, описанного в гл. 11. Их соединяли две линии связи. По одной из них принятый эхо-сигнал передавался в FDP для обработки и порогового обнаружения, по другой линии результаты обработки поступали на индикатор радиолокатора. Эксперименты проводились с когерентной РЛС десятисантиметрового диапазона ( $\lambda = 10,7$  см), причем диаграмма антенны имела веерную форму с шириной по азимуту в 1°. Антенна шириной 5,25 м вращалась со скоростью 1,36 рад/с. Частота следования импульсов  $1/T$  составляла 1000 Гц, длина импульсов была равна 1 мкс, что соответствовало полосе 1 МГц. При таком соотношении между шириной диаграммы и величиной  $1/T$  число импульсов, достигающих цели при сканировании антенны, равно 15. Эта величина соответствует пачке импульсов, описанной в разд. 13.3. Задача состоит в том, чтобы для любого элемента дальности в пределах зоны обзора разработать фильтр, согласованный с излученным сигналом, учитывая при этом некоторую подходящую модель мешающего фона. Однако прежде,



Фиг. 13.18. Экспериментальная установка для обработки сигналов аэродромного обзорного радиолокатора.

чем перейти к согласованным фильтрам, рассмотрим вопрос об однозначности измерений дальности и скорости применительно к параметрам данной РЛС.

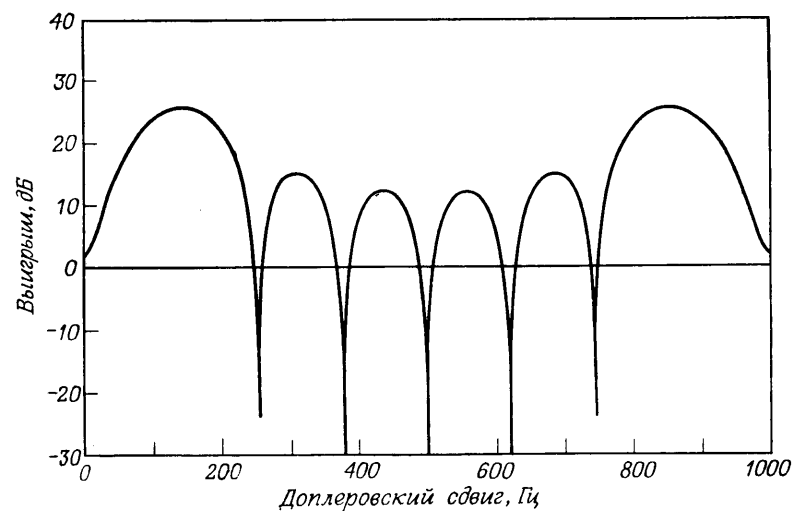
Во-первых, период повторения 1 мс необходим для обеспечения заданного диапазона однозначного измерения дальности, близкого к 100 км. Для радиолокатора, работающего в десятисантиметровом диапазоне, величина доплеровского сдвига при движении цели со скоростью до 1/3 км/с не превысит 3300 Гц. Но так как  $1/T = 1000$  Гц, то доплеровский спектр будет периодичен с периодом в 1000 Гц, так что система не сможет различить такие доплеровские сдвиги, как, скажем, 400 Гц, 1400 Гц и 2400 Гц. Далее, поскольку доплеровский сдвиг отражений от местных предметов близок к нулю, то дискретизация с частотой 1000 Гц создает значительный мешающий фон на частотах 1000, 2000, 3000 Гц и т. д. Эти частоты соответствуют «слепым» скоростям, при которых самолеты не обнаруживаются на фоне помех. Поэтому важно, чтобы обработка сигналов обеспечивала *однозначность* измерений. Для обеспечения однозначности измерений можно использовать две пачки с разными частотами следования импульсов. В данном эксперименте поочередно излучались две пачки по восемь импульсов каждая с различными значениями  $1/T$ . Это позволяет обнаруживать на одной из частот следования цель, радиальная скорость которой для второй частоты является «слепой». Таким образом, согласованный фильтр нашей системы представляет собой устройство для обработки пачки из восьми импульсов. Согласованная фильтрация сигналов, поступающих на фоне мешающих отражений, для различных моделей отражателей была рассмотрена Хофштеттером и Делонгом. Они получили формулы оптимальной линейной фильтрации для любой заданной доплеровской частоты. Так как не существует способа заранее узнать радиальную скорость цели, то ясно, что потребуются гребенка согласованных фильтров, перекрывающая возможный диапазон доплеровских частот. Не вдаваясь здесь в подробности оптимальной обработки<sup>1)</sup>, отметим лишь, что с вычислительной точки зрения она сводится (для каждого из просматриваемых элементов дальности) к нахождению взвешенной суммы восьми эхо-сигналов. (Предполагается, что и веса, и отсчеты сигнала являются комплексными числами.) Чтобы проанализировать  $N$  ожидаемых доплеровских частот, необходимо выполнить  $8N$  умножений. Длительность импульса, определяющая разрешение по дальности, равна 1 мкс, поэтому при обработке в ре-

<sup>1)</sup> При отсутствии мешающих отражений, когда сигнал принимается на фоне белого шума, устройство оптимальной обработки является просто фильтром, согласованным с эхо-сигналом (см. разд. 13.4). При наличии мешающих отражений это устройство по существу представляет собой фильтр, «отбеливающий» мешающий фон и согласованный с эхо-сигналом, получающимся после «отбеливания».

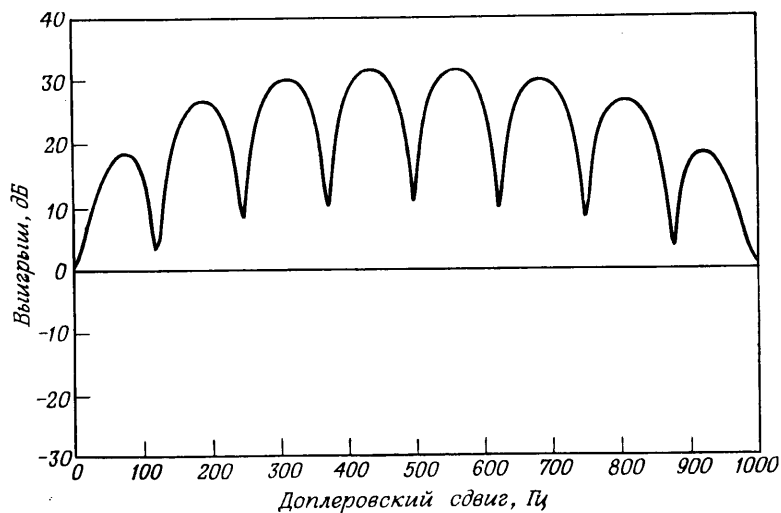
альном времени эти умножения должны быть выполнены за 1 мкс. Так, если  $N = 8$ , то в восьми параллельных фильтрах за 8 мкс должны быть выполнены 64 комплексных умножения, т. е. на каждое умножение отводится 125 нс. Естественно, возникает вопрос, как изменить алгоритм, чтобы обработка была близка к оптимальной, а требования к быстродействию не столь жесткими. Интуиция подсказывает, что хорошие результаты должна давать система, составленная из соединенных последовательно фильтра, подавляющего мешающий фон на нулевой частоте, и гребенки фильтров, настроенных на ожидаемые доплеровские частоты. Поскольку алгоритм БПФ выполняет ту же функцию, что и гребенка фильтров, и весьма эффективен с вычислительной точки зрения, в качестве подоптимального устройства обработки эхо-сигналов был использован трехимпульсный подавитель<sup>1)</sup>, над выходными отсчетами которого выполнялось БПФ. Для сравнения характеристик оптимального и подоптимального устройств обработки оба они были промоделированы на ЦВМ. Результаты сравнения вблизи частот 0, 125 и 500 Гц приведены соответственно на фиг. 13.19а, 13.19б, 13.20а, 13.20б и 13.21а, 13.21б. Во всех случаях в функции доплеровской частоты изображено улучшение отношения сигнал/помеха, получаемое за счет фильтрации, причем в каждом из трех случаев фильтры оптимизировались для различных значений доплеровской частоты. Заметим, что при оптимизации на нулевой частоте наибольший выигрыш для обоих устройств получается не на нулевой частоте. Для оптимального устройства он достигается вблизи частоты 130 Гц и равен 26 дБ, тогда как для подоптимального устройства наибольшее улучшение получается вблизи 80 Гц, но составляет только 18 дБ. При оптимизации для 500 Гц обе кривые имеют максимумы на частоте 500 Гц, причем из сопоставления максимумов может показаться, что подоптимальное устройство эффективнее оптимального. Но это не так, поскольку в подоптимальном устройстве для выполнения трехточечного подавления и последующего восьмиточечного БПФ нужно иметь 10 отсчетов сигнала, а в оптимальном устройстве обрабатываются только восемь отсчетов. Чтобы поставить оба устройства в одинаковые условия, следовало бы взять устройство, оптимальное для пачки из 10 импульсов. Но и без этого можно считать, что подоптимальное устройство близко к оптимальному. Поэтому если оно проще с аппаратурной точки зрения, то ему и следует отдать

<sup>1)</sup> Схема, называемая в радиолокации трехимпульсным подавителем, представляет собой цифровой КИХ-фильтр третьего порядка с отсчетами импульсной характеристики  $-1/2, 1, -1/2$ . Аналогично двухимпульсный подавитель (или блок череспериодного вычитания) представляет собой КИХ-фильтр второго порядка с коэффициентами  $+1, -1$ . Оба фильтра имеют нуль в точке  $z = 1$  (т. е. на нулевой частоте), поэтому мешающие отражения от местных предметов будут в значительной мере подавлены.

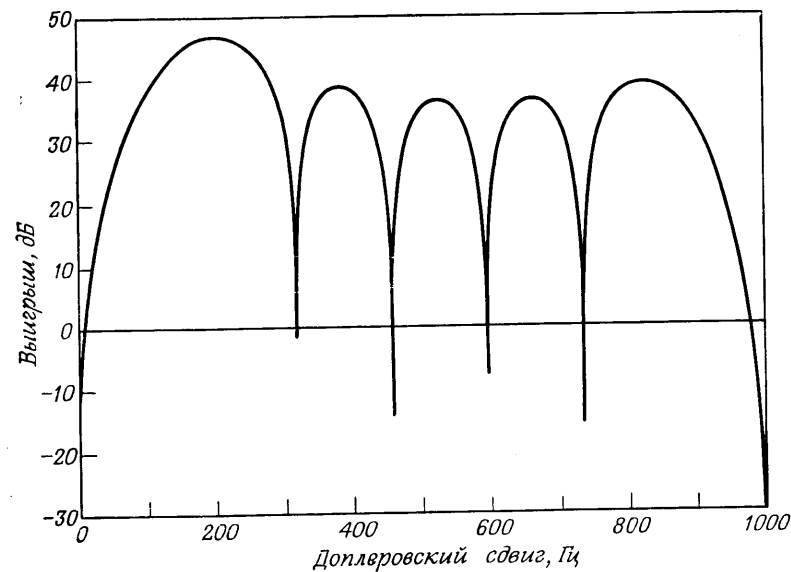




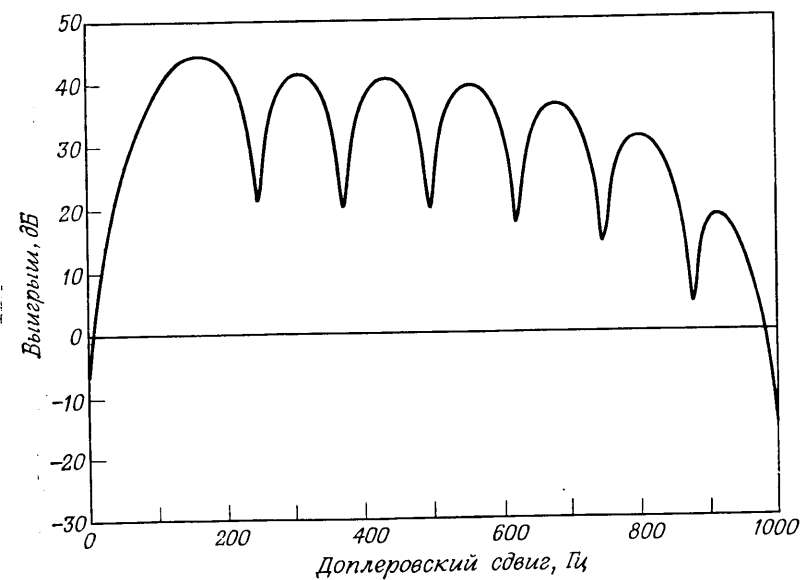
Фиг. 13.19а. Выигрыш в отношении сигнал/помеха для оптимального процессора восьмипульсовой пачки с доплеровским сдвигом 0 Гц.



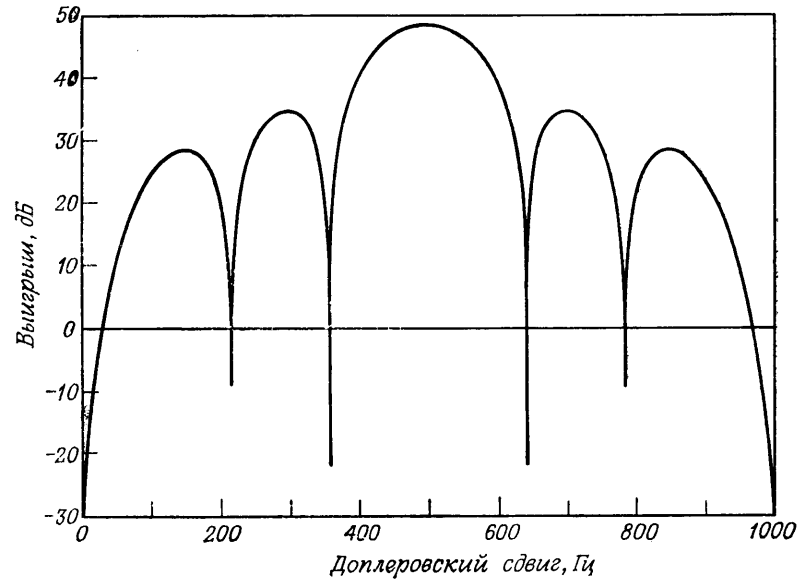
Фиг. 13.19б. Выигрыш в отношении сигнал/помеха для подоптимального процессора с трехимпульсным подавителем и фильтром, основанным на скользящем ДПФ без взвешивания при настройке на частоту 0 Гц.



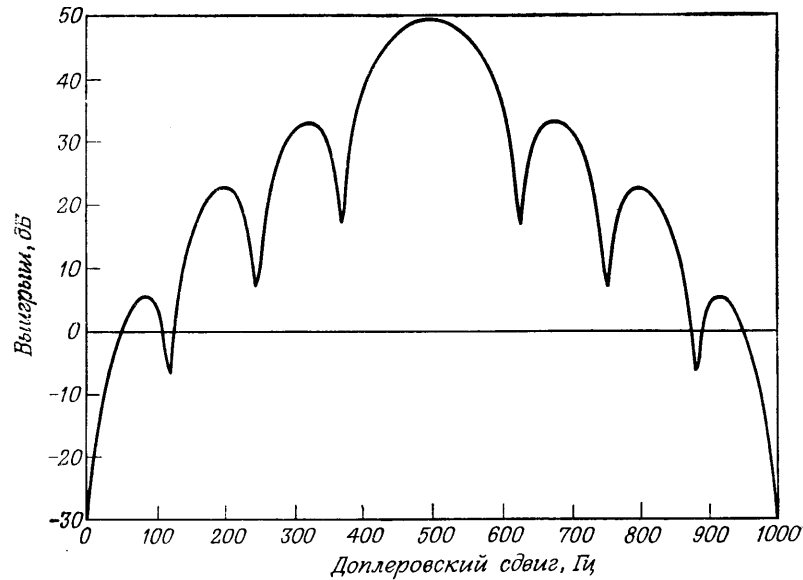
Фиг. 13.20а. Выигрыш в отношении сигнал/помеха для оптимального процессора восьмипульсовой пачки с доплеровским сдвигом 125 Гц.



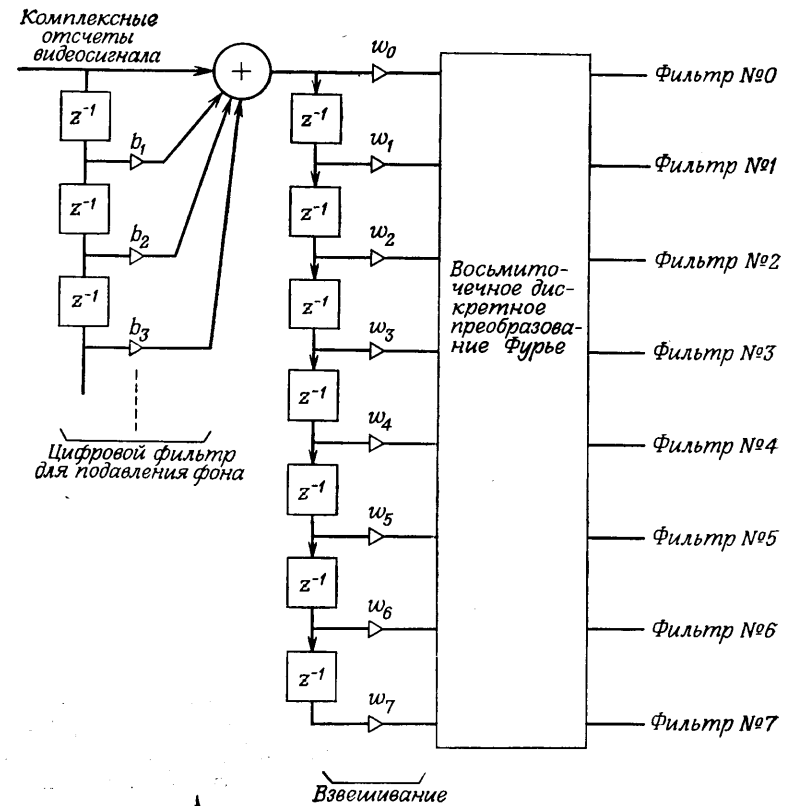
Фиг. 13.20б. Выигрыш в отношении сигнал/помеха для подоптимального процессора с трехимпульсным подавителем и фильтром, основанным на скользящем ДПФ без взвешивания при настройке на частоту 125 Гц.



Фиг. 13.21а. Выигрыш в отношении сигнал/помеха для оптимального процессора восьмипульсовой пачки с доплеровским сдвигом 500 Гц.



Фиг. 13.21б. Выигрыш в отношении сигнал/помеха для подоптимального процессора с трехимпульсным подавителем и фильтром, основанным на скользящем ДПФ без взвешивания при настройке на 500 Гц.



Фиг. 13.22. Подоптимальный процессор.

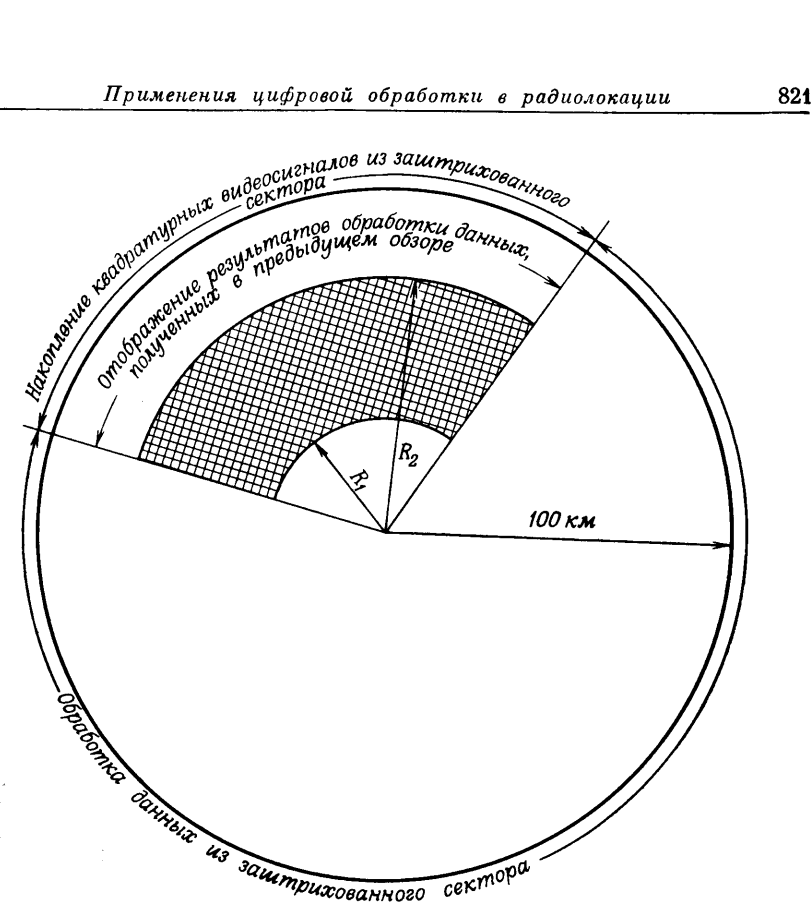
предпочтение. В гл. 11 было показано, что для вычисления восьмиточечного БПФ требуется всего два умножения. В оптимальном же устройстве необходимы 64 умножения. Не вдаваясь в детали расчета обоих устройств, отметим, что наиболее приемлемый вариант их построения включает фильтр для подавления мешающего фона с последующим восьмиточечным БПФ. Преимущество этого варианта являются следствием взвешивания сигнала (при прохождении его через фильтр для подавления фона) перед БПФ. Для этого требуются четыре комплексных умножения, однако в результате удастся понизить уровень боковых лепестков на кривых эффективности подавления фона (фиг. 13.19—13.21). Полная блок-схема подоптимального фильтра, изображенная на фиг. 13.22, состоит из цифрового КИХ-фильтра третьего порядка (для подавления мешающего фона), схемы взвешивания и блока восьмиточечного БПФ.

После подавления отражений от местных предметов все еще предстоит решить очень трудную задачу обнаружения сигнала. Вспомним, что кривые на фиг. 13.19—13.21 представляют улучшение отношения сигнал/помеха. Поскольку интенсивность мешающих отражений сильно зависит от характера местности, кривые на этих графиках будут подниматься или опускаться при изменении дальности и углового положения цели. Поэтому, чтобы поддерживать вероятность ложной тревоги в пределах всей зоны обзора более или менее постоянной, необходимо в качестве эталона использовать «карту фона», представляющую собой усредненное распределение интенсивности мешающих отражений в координатах дальность — угол. Эту карту получают, усредняя постоянную составляющую сигнала при многократном сканировании зоны обзора. Пусть  $x_j$  — постоянная составляющая, полученная при  $j$ -м просмотре зоны. Тогда интенсивность карты фона можно представить в виде

$$y_j = (y_{j-1} - x_j) \alpha + x_j. \quad (13.29)$$

Пороговое обнаружение для любых координат дальность — угол производится путем сравнения наибольшей гармоники БПФ с  $y_j$ , причем  $\alpha$  определяет длину временного интервала, необходимого для получения достоверной карты фона.

Перейдем к рассмотрению некоторых особенностей моделирования алгоритмов обработки сигнала и построения карты фона при использовании процессора FDP. Во-первых, быстрдействие FDP недостаточно для обработки всей информации, поступающей в антенну из зоны обзора радиусом около 100 км. Поэтому для приближения к моделированию режима реального времени данные, поступающие из некоторой области пространства, сначала накапливаются, а затем обрабатываются во время следующего цикла обзора, пока накапливаются новые данные. Этот режим проиллюстрирован на фиг. 13.23. Для обработки в таком режиме FDP оказался пригодным по двум причинам. Во-первых, его высокое быстрдействие позволяет обследовать достаточно большой сектор пространства и наблюдать достаточно много целей. Во-вторых, большая магнитная память (160 тыс. 18-разрядных ячеек), включенная в качестве устройства ввода—вывода FDP, позволяет накопить видеосигнал, поступающий из весьма большого сектора пространства. Чтобы оценить объем буферной памяти, требуемый для круговой зоны радиусом 100 км, предположим, что на всей дальности в 100 км просматриваются 600 элементов разрешения (так как одному элементу соответствует 1 мкс, или 150 м). Это означает, что за 1 мс (период повторения импульсов) нужно накопить 600 чисел, т. е. 600 000 чисел за секунду, или 2 700 000 чисел за время однократного обзора (4,5 с). Округляя объем буферной памяти до 150 000 чисел, получим, что в реальном времени



Фиг. 13.23. Обработка в реальном времени сигналов из сектора дальность — угол в FDP.

(с задержкой отображения на время одного оборота антенны) можно обрабатывать эхо-сигналы только из  $1/18$  части всего пространства обзора. Так, заштрихованный сектор (фиг. 13.23) может, например, иметь размеры 16 км и  $120^\circ$  или 48 км и  $40^\circ$ . Таким образом, оказывается, что в данном случае нас ограничивает объем буферной памяти, так как FDP способен обработать в реальном времени данные из сектора в 2—3 раза большего размера. При отображении сектор обзора представлялся в виде прямоугольника. На фиг. 13.24 и 13.25 приведены типичные результаты обработки. Метки от самолетов хорошо видны на фоне отражений от местных предметов; ложных целей наблюдается довольно мало. Фотографии снимались с большим временем экспозиции (порядка 20 периодов обзора, т. е. более минуты). Предварительные результаты позволяют надеяться, что качественная доплеровская обработка и картографирование мешающего фона, выполняемые

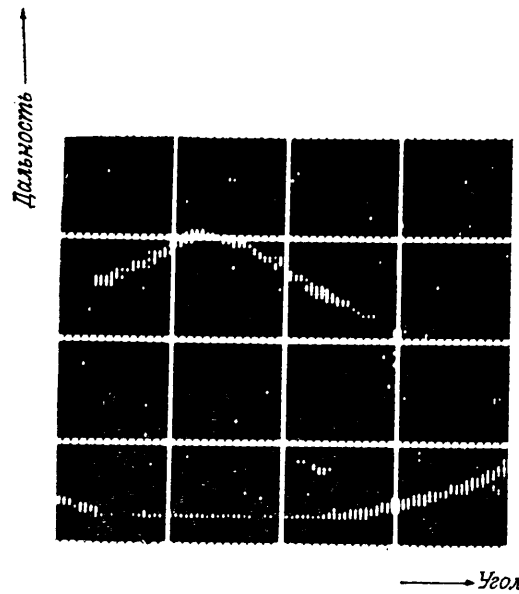
в процессе цифровой обработки сигналов с помощью специализированных устройств, могли бы стать полезным дополнением к аэродромным обзорным радиолокаторам.

### 13.6. Экспериментальный радиолокатор дальнего действия

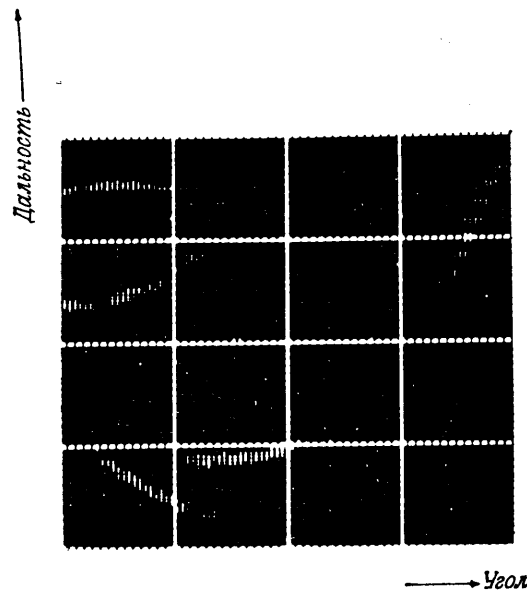
В период с 1967 по 1971 г. в Линкольновской лаборатории была создана радиолокационная система, в которой моделирование обработки в реальном времени производилось с помощью FDP. Система была предназначена для обнаружения движущихся целей на фоне мощных мешающих отражений от местных предметов. Спектр мешающего фона содержал постоянную составляющую весьма большой интенсивности и переменную составляющую, связанную с движением листьев. Движущимся объектом мог быть грузовой или легковой автомобиль, выходящий самолет, животное (например, крокодил), человек, заблудившийся в лесу, или солдат противника. Уровень полезного сигнала во всех случаях был примерно на 80 дБ ниже уровня постоянной составляющей мешающего фона и на 60 дБ ниже уровня переменной составляющей фона, связанной с движением листьев. Антенна радиолокатора была построена в виде СВЧ фазированной решетки и имела веерную диаграмму шириной  $1^{\circ},5$  в горизонтальной плоскости. Несколько тысяч элементов решетки располагались на полуцилиндре, что позволяло облучать сектор с углом  $45^{\circ}$ . Решетка в виде полного цилиндра перекрыла бы, очевидно, все  $360^{\circ}$ .

Вследствие весьма малого отношения сигнал/помеха для надежного обнаружения сигналов было необходимо использовать все возможные методы обработки. К ним относятся сжатие импульсов за счет введения дополнительного кодирования, предварительное суммирование, доплеровская обработка, последетекторное интегрирование. Попытаемся кратко описать идею каждого метода и особенности их практической реализации. Рассмотрим сначала полную блок-схему экспериментальной установки. Она приведена на **фиг. 13.26** и хорошо иллюстрирует количество цифровых устройств, используемых во всей системе. До аналого-цифрового преобразования принятые сигналы усиливаются и гетеродинируются. Программная регулировка усиления (ПРУ), введенная для управления коэффициентом усиления в функции дальности цели, осуществляется с помощью дискретного аттенюатора с цифровым управлением<sup>1)</sup>. Демодуляция производится в двух квадратурных каналах, так что видеосигнал представляет собой когерентный комплексный

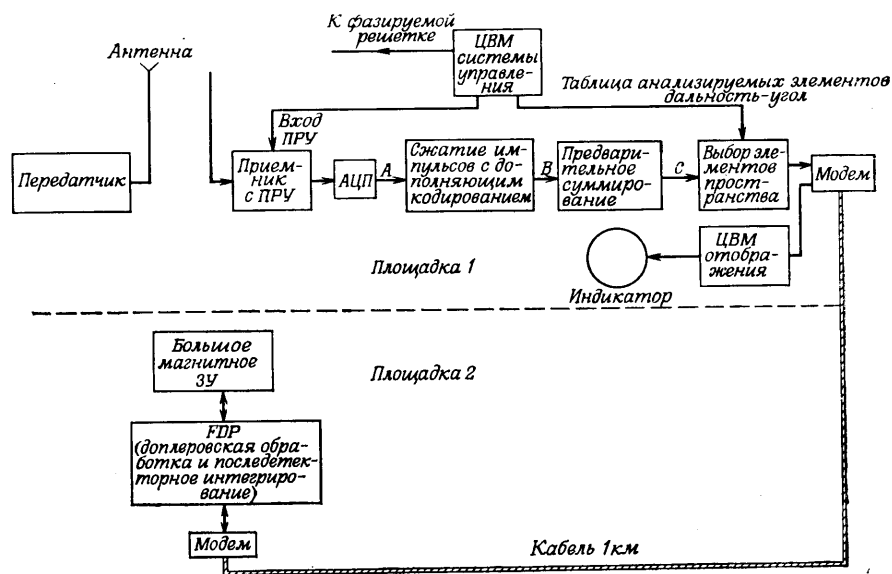
<sup>1)</sup> АРУ необходима для всех радиолокаторов, так как мощность эхосигналов обратно пропорциональна четвертой степени дальности до цели, поэтому отсутствие АРУ привело бы к непреодолимым трудностям, связанным с ограниченным динамическим диапазоном радиолокационных приемников.



**Фиг. 13.24.** Отображение трасс самолетов в эксперименте с аэродромным радиолокатором.  
Развертка по дальности примерно 6,5 км.



**Фиг. 13.25.** Отображение трасс самолетов.  
Развертка по углу примерно  $26^{\circ}$ .



Фиг. 13.26. Блок-схема экспериментального радиолокатора дальнего действия.

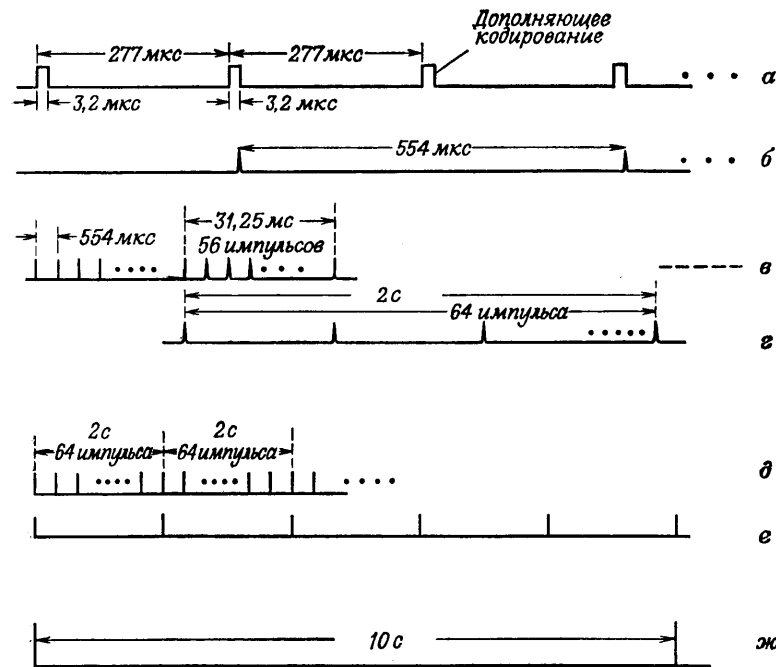
сигнал. Аналого-цифровое преобразование с семью разрядами производится с частотой 10 МГц, после чего видеоимпульсы сжимаются (особенности сжатия будут рассмотрены ниже). Предполагается, что при каждом положении луча радиолокатор просматривает 2048 элементов дальности. Поскольку в секторе шириной 45° луч укладывается 30 раз, то в общей сложности в координатах дальность—азимут просматриваются  $2048 \times 30 = 61\,440$  элементов. Попробуем качественно показать, каким образом выбирались параметры рассматриваемого радиолокатора. Одной из основных целей его разработки было исследование возможностей обнаружения движущихся в лесах целей, поэтому нужно было, чтобы радиосигналы проходили сквозь листву, т. е. имели достаточно большую длину волны<sup>1)</sup>. Это обстоятельство предопределило выбор УКВ-диапазона (длина волны  $\sim 5$  м). Скорость интересующих нас целей не превышала нескольких десятков сантиметров в секунду, поэтому, согласно формуле (13.3), разрешение по частоте должно быть порядка 0,5 Гц. Следовательно, общее время когерентного

<sup>1)</sup> Проникающая способность радиоволн уменьшается с укорочением длины волны. В десятисантиметровом диапазоне из-за этого получается слишком малое отношение сигнала к мешающему фону. Недостатком же более длинных волн является необходимость использования громоздких антенн.

интегрирования при обнаружении цели близко к 2 с. С методами обработки таких двухсекундных реализаций связан ряд интересных вопросов. Если предположить, что максимально возможная доплеровская частота цели равна 32 Гц, то необходимо просматривать 64 элемента разрешения по скорости. Это вовсе не означает, что излучается только 32 импульса в секунду (их можно излучать и чаще), отсюда скорее следует, что информация, содержащаяся в принятом сигнале, накапливается и разбивается на пакеты, следующие с частотой 32 Гц, причем 64 таких пакета подвергаются затем доплеровской фильтрации. Это дает нижний предел для частоты повторения зондирующих импульсов. Верхний предел определяется неоднозначностью измерения дальности. Было принято, что диапазон однозначного измерения дальности не превышает 41,5 км, поэтому частота повторения импульсов равна 3600 Гц. Таким образом, каждый «пакет» образуется примерно из 113 эхо-сигналов. Для обеспечения требуемого разрешения по дальности, равного 15 м, полоса сигналов была взята равной 10 МГц.

Согласно блок-схеме фиг. 13.26, в устройство обработки включена также схема стробирования по азимуту и по дальности. Это вызвано тем, что за двухсекундный интервал когерентности FDP не успевает обработать данные, поступающие из всей зоны обзора. С помощью FDP за это время можно обработать лишь 2048 элементов, поэтому схема стробирования предназначена для выделения на каждом двухсекундном интервале 2048 элементов из общего числа 61 440 возможных элементов.

После стробирования частично обработанные данные по линии связи, содержащей модулятор, демодулятор и соответствующие цифровые устройства сопряжения, передаются через FDP в большое ЗУ на магнитных сердечниках. Выбранные данные записываются в ЗУ последовательно в соответствии с элементами дальности. С помощью алгоритма адресации ЗУ данные переставляются таким образом, что 64 последовательных отсчета эхо-сигнала от одного и того же элемента дальности поступят в FDP друг за другом. В FDP выполняется БПФ этих упорядоченных данных, т. е. производится доплеровская фильтрация. Далее в FDP с применением большого ЗУ для каждого доплеровского элемента осуществляется последетекторное накопление путем сложения пяти последовательных значений модуля соответствующей гармоники БПФ. Вслед за этим в FDP с помощью различных программ статистических решений (они здесь не рассматриваются) производится обнаружение целей. Обработанная информация возвращается в радиолокатор, где она поступает в универсальную ЦВМ, служащую для преобразования и визуального отображения данных. Еще одна универсальная ЦВМ используется в радиолокаторе главным образом для обеспечения ввода—вывода, управления лу-



Фиг. 13.27. Временные диаграммы экспериментального радиолокатора а — принятый сигнал; б — выход фильтра, согласованного для дополняющего кодирования; в — повторение диаграммы б в уменьшенном временном масштабе; г — сигнал на входе доплеровского процессора после предварительного суммирования сигнала в; д — повторение диаграммы г в уменьшенном временном масштабе; е — выход одного из доплеровских каналов; ж — выход последетекторного интегратора.

чом антенны и ПРУ, синхронизации локатора и выбора закона стробирования, используемого в блоке управления схемой стробирования. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу всей системы, приведены на фиг. 13.27.

После краткого описания совокупности основных блоков локатора перейдем к рассмотрению некоторых особенностей аналого-цифрового преобразования и реализации алгоритма сжатия импульсов.

### 1. Аналого-цифровое преобразование

При наличии мощных мешающих отражений от местных предметов слабый эхо-сигнал накладывается на сильный мешающий фон. Обнаружение цели определяется в конечном счете характеристиками доплеровского анализатора. Существует опасение, что слабый полезный сигнал может быть потерян за счет нелинейностей и шумов квантования, присутствующих в АЦП. Однако вов-

се не обязательно, чтобы величина эхо-сигнала от цели превышала шаг квантования по уровню. Если сигнал от мешающего фона флуктуирует, а не «застывает» между уровнями квантования, так что эхо-сигнал не выходит из интервала между уровнями, то эхо-сигнал цели не будет потерян. Например, в рассматриваемом локаторе при квантовании используются семь двоичных разрядов, тогда как эхо-сигнал цели мог быть на 12 двоичных порядков слабее мешающего фона. Тем не менее мощность полезного сигнала была все еще достаточной для проведения обработки, предназначенной для увеличения отношения сигнал/шум.

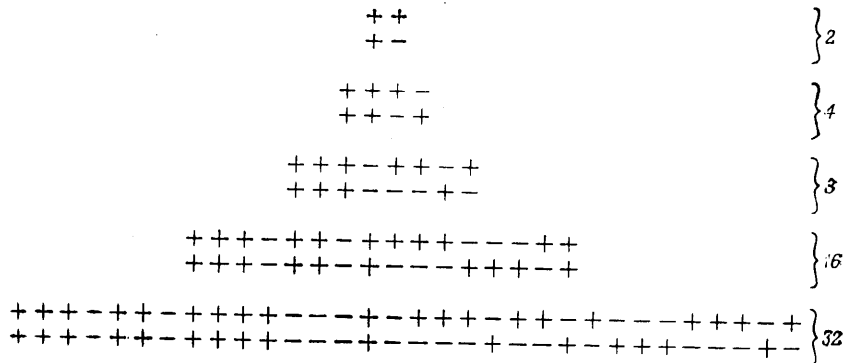
### 2. Сжатие импульсов

Излучаемые импульсы, имеющие переменный период повторения, поочередно модулируются 32-разрядным двоичным кодом и его дополнением. Ниже будет показано, что если доплеровский сдвиг равен нулю, то отклик согласованного фильтра для такой пары сигналов представляет собой короткий импульс без боковых лепестков. Для рассматриваемого локатора (при условии, что обнаруживаются только очень медленно движущиеся цели) этот результат вполне справедлив, если не учитывать влияния шумов.

Для пояснения дополняющего кодирования рассмотрим очень простой пример. Пусть  $s_1(n)$  — последовательность  $+1, +1, +1$ , а  $s_2(n)$  — последовательность  $+1, -1$ . При нулевом доплеровском сдвиге на выходах согласованных фильтров появятся последовательности коэффициентов корреляции, равных  $+1, +2, +1$  для первого сигнала и  $-1, +2, -1$  для второго. Сложение двух выходных последовательностей дает  $0, +4, 0$ . Более длинные кодовые последовательности можно получить из  $s_1(n)$  и  $s_2(n)$  следующим способом:

1. Определив новый сигнал  $s_3(n)$  как последовательность из  $s_1(n)$  и  $s_2(n)$ , получим последовательность  $+1, +1, +1, -1$ . Другой новый сигнал  $s_4(n)$  определим как цепочку из  $s_1(n)$  и  $s_2(n)$  [все знаки  $s_4(n)$  противоположны знакам последовательности  $s_2(n)$ ], что дает  $+1, +1, -1, +1$ . Эти два новых сигнала образуют дополняющую кодовую пару длиной по четыре элемента, причем выходные последовательности соответствующих согласованных фильтров будут равны  $-1, 0, 1, 4, 1, 0$  и  $1, 0, -1, 4, -1, 0, 1$  и при сложении образуют последовательность  $0, 0, 0, 8, 0, 0, 0$  без боковых лепестков.

2. Изложенную процедуру можно повторять, удваивая каждый раз длину дополняющих кодовых пар. Так, на следующем этапе получится кодовая пара  $+1, +1, +1, -1, +1, +1, -1, +1$  и  $+1, +1, +1, -1, -1, -1, +1, -1$ . На фиг. 13.28 представлены дополняющие кодовые пары длиной до 32 элементов. В рассматриваемом локаторе поочередно излучались кодовые

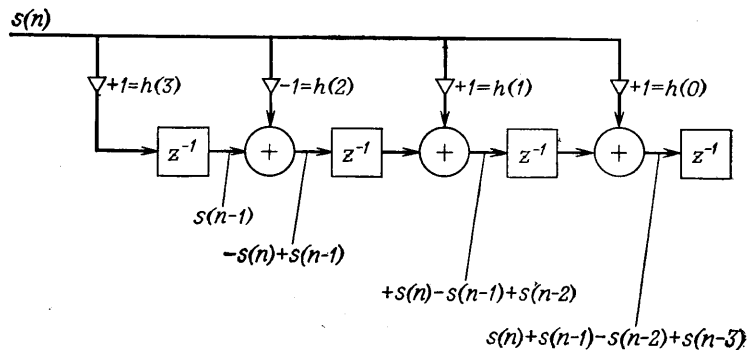


Фиг. 13.28. Дополняющие кодовые пары длиной от 2 до 32 элементов.

пары по 32 элемента (продолжительностью по 3,2 мкс, так как полоса сигнала и, следовательно, частота дискретизации были равны 10 МГц).

*Упражнение.* Найдите выходную последовательность согласованного фильтра для одной из кодовых пар с учетом доплеровского сдвига частоты.

В качестве согласованного фильтра был использован КИХ-фильтр со следующим интересным свойством: все 32 его коэффициента были равны либо  $+1$ , либо  $-1$ . В противном случае каждые 100 нс пришлось бы выполнять 32 умножения. Здесь же было достаточно за 100 нс сделать 32 сложения. Эта задача существенно проще, хотя и не элементарна. Алгоритм построения такого согласованного фильтра представлен на фиг. 13.29 для кодовой последовательности из четырех элементов. Схема содержит 32 параллельно работающих ТТЛ-сумматора, а также ТТЛ-ре-



Фиг. 13.29. Согласованный фильтр для одной из дополняющих кодовых пар, содержащей четыре элемента.

гистры сдвига в качестве элементов задержки. Таким образом, одна итерация цифрового согласованного фильтра выполнялась за один тактовый интервал системы.

### 13.7. Цифровой согласованный фильтр для высококачественного радиолокатора

Отличительной особенностью рассматриваемого радиолокатора является наличие фазуемой антенной решетки, управляемой с помощью большой универсальной ЦВМ, и цифрового устройства, позволяющего обрабатывать сигналы в полосе более 100 МГц с произведением полосы на длительность  $TW$  порядка 2000. Предусмотрено применение ЛЧМ-сигналов, пачек ЛЧМ-сигналов и пачек с переменным периодом повторения. Ниже будет рассмотрен цифровой согласованный фильтр, являющийся частью этой большой системы.

Отметим прежде всего, что цифровой фильтр, согласованный с сигналом, имеющим полосу 10 МГц и произведение  $TW = 2000$ , должен быть КИХ-фильтром двухтысячного порядка. Если попытаться построить такой фильтр, не используя алгоритм БПФ, то каждые 100 нс пришлось бы выполнять 2000 комплексных умножений. Если из современных элементов построить систему, предназначенную для выполнения 8000 умножений за 100 нс, то очень велика вероятность, что она вообще не будет работать. Применение алгоритма БПФ значительно снижает требования к быстродействию. В этом случае необходимо выполнять прямое БПФ для массива из 4096 отсчетов, умножить результат на опорный спектр (частотную характеристику согласованного фильтра) и выполнить обратное БПФ. Половина получаемых отсчетов будет искомым откликом согласованного фильтра, а другая половина дает значения круговой свертки, не представляющие интереса.

Таким образом, при обработке 2048 отсчетов с использованием БПФ с основанием 2 полное число комплексных умножений будет равно  $(N/2) \log_2 N + N + (N/2) \log_2 N = N(1 + \log_2 N) = 4096 \times 13$ , т. е. каждые 100 нс нужно будет выполнить всего 26 комплексных умножений. Эта величина почти на два порядка меньше, чем при вычислении свертки без БПФ, причем она хорошо согласуется с идеей поточной обработки, описанной в гл. 10. Действительно, из анализа параметров радиолокатора становится ясно, что необходим именно поточный свертыватель. Далее предстояло выбрать наиболее подходящее основание алгоритма БПФ. Рассматривались только основания 2 и 4. При основании 4 и прямое, и обратное БПФ выполняются за шесть этапов, для каждого из которых необходимы по три комплексных множителя. Всего при основании 4 требуется 37 комплексных множителей (один для умножения на опорный спектр), тогда как при основании 2

необходимо 25 умножителей. Однако при одинаковых тактовых частотах в системе с основанием 4 можно вдвое увеличить скорость поступления данных, так как отсчеты в этом случае проходят по четырем параллельным ветвям, а не по двум, как при основании 2. Данную особенность можно использовать либо для увеличения быстродействия системы, либо для уменьшения тактовой частоты, чтобы облегчить требования к быстродействию умножителей. Из весьма сложных, но, по-видимому, справедливых соображений для свертывателя было выбрано основание 4. Поскольку требования к быстродействию согласованного фильтра оказались весьма жесткими и, кроме того, предполагалось, что на базе этого радиолокатора будут разрабатываться еще более совершенные системы, было решено использовать достаточно универсальную и имеющую наибольшее быстродействие серию ЭСЛ-микросхем с быстродействием 2 нс. Ответы на ряд важных вопросов, связанных с требованиями к точности и общей организации вычислений, оказалось возможным получить только в процессе многочисленных экспериментов по моделированию работы устройства на вычислительной машине. Перечислим некоторые из вопросов, которые нужно было проработать:

1. Разрядность коэффициентов  $W^{nh}$ .
2. Разрядность отсчетов опорного спектра.
3. Разрядность входных данных.
4. Тип арифметики — с фиксированной или плавающей запятой или гибридный вариант.
5. Методика масштабирования.
6. Округление или усечение.

Для решения этих вопросов методом моделирования были проведены следующие эксперименты:

1. Вычисление отклика согласованного фильтра на одиночный ЛЧМ-сигнал, взвешенный по Хэммингу. Тем самым проверялось наличие ложных боковых лепестков.

2. Вычисление отклика согласованного фильтра на сумму сильного и слабого ЛЧМ-сигналов, поступающих с небольшой задержкой, чтобы определить, будет ли слабый сигнал подавлен боковым лепестком сильного сигнала.

3. Слабый ЛЧМ-сигнал обрабатывался в присутствии имитированных шумов приемника. Цель эксперимента состояла в том, чтобы определить, не изменяется ли при обработке статистика случайной компоненты, что может оказать влияние на величину отношения сигнал/шум.

Первые эксперименты по моделированию выполнялись в режиме использования фиксированной запятой. При прохождении ЛЧМ-сигнала через последовательные этапы БПФ амплитуда сигнала быстро увеличивается, примерно удваиваясь на каждом из них. Поэтому, чтобы не использовать слишком длинных регистров,

результаты всех базовых операций сдвигались вправо на один разряд. Было показано, что применение такой методики и для прямого, и для обратного БПФ позволяет использовать лишь восьмиразрядные регистры для коэффициентов и 16-разрядные для отсчетов<sup>1)</sup>.

Затем модель была перестроена под систему счисления с плавающей запятой. В этом случае, согласно материалам, изложенным в гл. 5, можно было ожидать некоторого сокращения необходимого числа разрядов. Моделирование это подтвердило. Выяснилось, что для любого регистра системы достаточно девятиразрядной мантиссы и четырехразрядного порядка. Однако, несмотря на уменьшение объема памяти, усложнение арифметических устройств и замедление арифметических операций, выполняемых в системе с плавающей запятой, делают более предпочтительной систему с фиксированной запятой.

Наиболее подробно моделировалась работа схемы с гибридной арифметикой, сочетающей в себе элементы систем с плавающей и с фиксированной запятой. Схема имела следующие особенности:

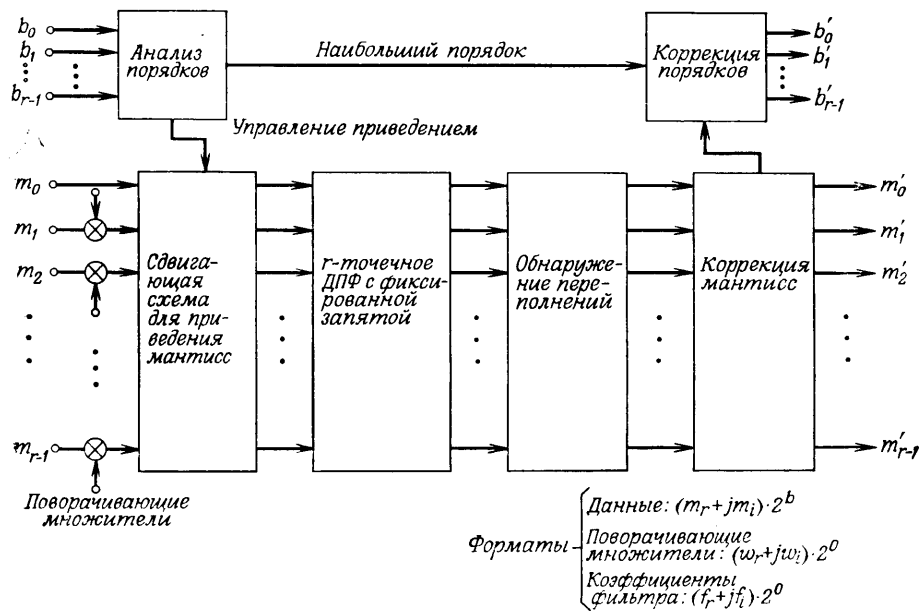
1. Коэффициенты записывались в виде девятиразрядных правильных дробей с фиксированной запятой.
2. Обрабатываемые комплексные числа представлялись двумя мантиссами (по одной для действительной и мнимой частей) и одним порядком, общим для обеих мантисс.
3. Мантиссы не нормализовались сдвигом влево. Однако при переполнении любой из двух мантисс обе они сдвигались вправо на один разряд, а к порядку добавлялась единица.
4. Предполагалось, что порядок всегда положителен, а мантисса имеет знаковый разряд и представляется в дополнительном коде.

На фиг. 13.30 показано арифметическое устройство рассматриваемого типа, реализующее один из этапов поточного процессора БПФ, в котором используется алгоритм с основанием  $r$  и прореживанием по времени.

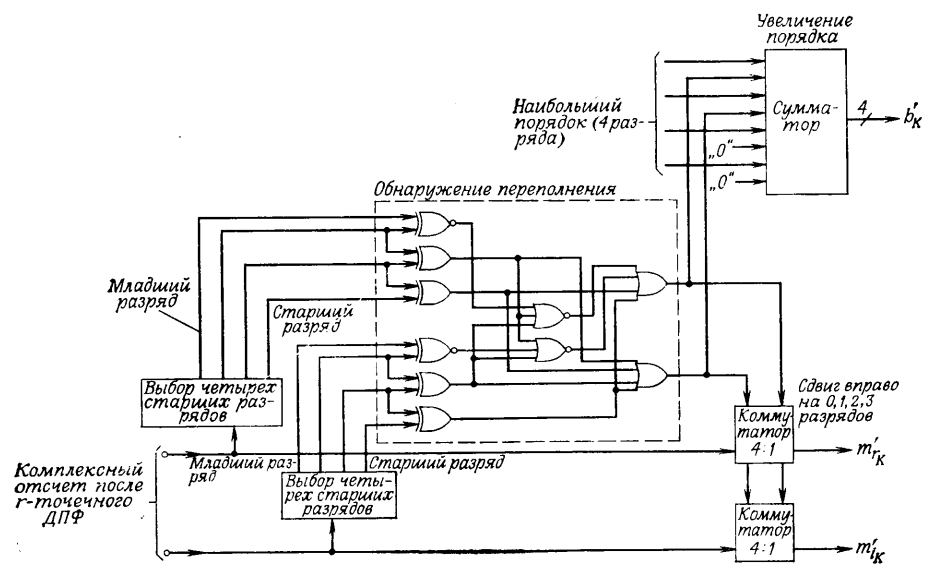
Обработка начинается с выполнения  $(r - 1)$  комплексных умножений (в системе с фиксированной запятой). Для предотвращения переполнений при объединении действительных произведений вводится дополнительный знаковый разряд. Параллельно с умножениями определяется наибольший из  $r$  порядков, который передается на выход каскада для дальнейшего использования. Перед выполнением  $r$ -точечного ДПФ необходимо все произведения привести к общему порядку. Для этого  $r$  пар схем сдвига управляются разностями между максимальным порядком и порядками каждой из приводимых пар мантисс. После приведения все действия вы-

<sup>1)</sup> Можно сконструировать систему, в которой длина регистров увеличивается от этапа к этапу. Однако реализовать ее аппаратно весьма сложно.





Фиг. 13.30. Гибридное арифметическое устройство для поточного процессора БПФ с основанием  $r$ .



Фиг. 13.31. Схема для устранения переполнений в гибридном АУ.

полняются с фиксированной запятой. Заметим, что умножение на поворачивающие множители и поиск наибольшего порядка, занимающие много времени, выполняются одновременно. Это возможно потому, что в алгоритме с прореживанием по времени умножение предшествует вычислению  $r$ -точечного ДПФ (при основании 4 последнее содержит только сложения).

Во избежание возможных переполнений при выполнении БПФ с фиксированной запятой сохраняется (в зависимости от  $r$ ) нужное число дополнительных знаковых разрядов. После окончания БПФ в каждой паре мантисс проверяется, не были ли использованы эти дополнительные разряды. Специальная логическая схема анализирует эти разряды и определяет, на сколько разрядов нужно сдвинуть каждую пару мантисс, чтобы не вводить в регистрах памяти дополнительных разрядов. Более подробно схема коррекции переполнений показана на фиг. 13.31.

Результаты моделирования показывают, что гибридная схема по своим характеристикам не уступает схемам с фиксированной или плавающей запятой, рассмотренным ранее. С аппаратурной точки зрения эта схема оказывается проще и работает быстрее, чем схема с плавающей запятой. С другой стороны, в ней успешно решена важнейшая проблема динамического диапазона, существенно усложняющая построение схем с фиксированной запятой.

В заключение был рассмотрен вопрос выбора между округлением и усечением. Оба подхода сравнивались путем моделирования нескольких различных вариантов схем обработки. Выяснилось, что система с округлением до девяти разрядов по своим характеристикам эквивалентна системе с усечением до 12 разрядов. Поэтому, несмотря на то, что округление требует введения дополнительной аппаратуры, именно этому методу было отдано предпочтение.

### 13.8. Заключение

Читая последнюю главу, специалист по радиолокации сразу же почувствует, что в нее включен лишь весьма ограниченный материал по радиолокации. Однако мы полагаем, что данная глава из всех опубликованных работ по применению цифровой обработки сигналов в радиолокации является наиболее содержательной. В ней показано, что впервые со времени второй мировой войны радиолокация начинает терять свои позиции. С одной стороны, службы управления полетами намереваются перейти к системам с радиоответчиком; с другой стороны, переговоры об ограничении стратегических вооружений могут привести к ограничениям в создании высокоэффективных радиолокаторов для систем противоракетной обороны. Однако, несмотря на все это, нет сомнения, что радиолокационная техника является важной и постоянно со-

вершенствующейся областью электроники. Несомненно также, что цифровая техника, включая цифровую обработку сигналов, будет все шире применяться в радиолокации.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Radar Handbook, Skolnik M., ed., McGraw-Hill, N. Y., 1970; есть русский перевод: Справочник по радиолокации, под ред. Скольника М., изд-во «Советское радио», 1976.
2. Gold B., Muehe C. E., Digital Signal Processing for Range-Gated Pulse Doppler Radars, *Agard Conference Proceedings*, No. 66 (1970).
3. Blankenship P., Hofstetter E., Digital Pulse Compression via Fast Convolution, submitted to *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*.
4. Muehe C. E. et al., New Techniques Applied to Air Traffic Control Radars, *Proc. IEEE*, 62, No. 6, 716—723 (June 1974); есть русский перевод: Муэ и др., *ТИИЭР*, 62, № 6 (1974).
5. Delong D. F., Jr., Hofstetter E. M., On the Design of Optimum Radar Waveforms for Clutter Rejection, *IEEE Trans. on Information Theory*, IT-13, No. 3, 454—463 (July 1967).
6. Klauder J. R., Price A. C., Darlington S., Albershein W. J., The Theory and Design of Chirp Radars, *Bell Syst. Tech. J.*, 39, 1—76, No. 4 (July 1960).
7. Cook C. E., Bernfeld M., Radar Signals, Academic Press, N. Y., 1967.
8. Rihaczek A. M., Principles of High-Resolution Radar, McGraw-Hill, N. Y., 1969.

### ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автокорреляция 444  
 Алгоритм без замещения 635  
 — с замещением 635  
 АЛУ (арифметико-логическое устройство) 559—561  
 Аналитический сигнал 87  
 Аналоговые фильтры, преобразования полюсы 286, 287  
 Апертура 788  
 Арифметика по модулю 465, 466  
 АРУ (автоматическая регулировка усиления) 752, 753  
 АЦП (аналого-цифровое преобразование) 328—333  
 — шум 328

Баттерворта фильтры 253—255  
 Бесселя фильтры 255—257  
 Бесселя функции, программа расчета 121  
 Билинейное преобразование 244—249  
 БИХ-фильтры 228—326  
 — линейность фазовой характеристики 231  
 — методы расчета во временной области 296—297  
 — — всепропускающие цепи в  $w$ -плоскости 304—309  
 — — — линейное программирование 310—314  
 — — — минимизация  $L_p$ -ошибки 301—304  
 — — — среднеквадратической ошибки 298—301  
 — — — оптимизация 297—315  
 — — — по квадрату амплитудной характеристики 292—294  
 БИХ- и КИХ-фильтры, сравнение 315—325  
 Блестяна алгоритм 433—435  
 Боковые лепестки 106  
 БПФ 394—421  
 — алгоритмы 633—647  
 — базовая операция («бабочка») 400—401, 481—483, 635  
 — граф 397, 481—483  
 — квантование коэффициентов 655, 656  
 — Кули — Тьюки алгоритм (см. Прореживание по времени)  
 — нумерация 640—647  
 — поточный алгоритм 661, 667—684  
 — программа 404—407  
 — процессоры 633—693  
 — — алгоритмы с основанием 2 656—662  
 — — параллельная обработка 661, 662  
 — — параллельные с памятью произвольного доступа 664—667

БПФ процессоры  
 — — — поточные схемы 661, 667—679  
 — — — с основанием 2 668—674  
 — — — с основанием 4 674—679  
 — — — свертыватели 687—693  
 — — — сверхпараллелизм 662  
 — — — со сверхоперативной памятью 662—664  
 — — — с перекрытием и памятью с произвольным доступом 686  
 — — — с перекрытием циклов памяти и АУ 659  
 — — — с повышенным уровнем параллелизма 680—684  
 — — — сравнение поточных схем по основаниям 2 и 4 679, 680  
 — — с гребенкой фильтров 424—429  
 — «скачущее» 427, 429  
 — скользящее 422, 423  
 — спектральный анализ 423—441  
 — сравнение оснований 647—649  
 — шум округления 649—655  
 — эффекты квантования 649—656  
 Булева алгебра 541—546  
 Бута алгоритм 571

Ввод — вывод, обработка в реальном времени 701—703  
 Ввешивания метод 103—124  
 — — — примеры 110—117, 119—124  
 Вокодер 747—753  
 — анализатор 749, 750  
 — синтезатор 750—753  
 — полосный 747—749  
 Волновые вытянутые сфероидальные функции 109  
 Восстанавливающий фильтр ЦАП 334  
 Временная область, расчет БИХ-фильтров 294—297  
 Всепропускающая цепь 229  
 Всепропускающий выравниватель 320  
 Второго порядка система 29—33  
 — — — разностное уравнение 29  
 — — — частотная характеристика 33  
 Вычетов теорема 344  
 Вычислительная система лабораторная 726—728

Генератор синусно-косинусный цифровой 621—626  
 Генераторы гауссовых случайных чисел 629—631  
 — — — на базе матриц Адамара 630  
 — псевдослучайных чисел 626—631