

ББК 32.95

К 89

УДК 621.396.96:621.391.1

Кузьмин С. З.

- 19 Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. — М.: Радио и связь, 1986. — 352 с: ил.

На основе системного подхода рассмотрены вопросы проектирования алгоритмов цифровой обработки сигналов и автоматизированных радиолокационных комплексов. Обсуждаются задачи выбора структуры вычислительных средств для реализации комплексного алгоритма цифровой обработки радиолокационной информации. Приведены примеры проектирования конкретных систем.

Для инженерно-технических работников, связанных с проектированием и эксплуатацией автоматизированных систем; может быть полезна аспирантам и студентам.

2402020000-193  
К 046(01)-86 — 24-86

ББК 32.95

Рецензент: докт. техн. наук, проф. Я. Д. Ширман

Редакция литературы по кибернетике и вычислительной технике

## Предисловие

Одной из сфер интенсивного внедрения цифровых методов обработки информации является радиолокация. Глубина их внедрения во многом определяется достигнутым уровнем развития элементной базы и совершенством структуры вычислительных устройств. На первом этапе внедрения цифровой техники автоматизации подлежали только некоторые задачи обработки сигналов в тракте приемника РЛС. По мере совершенствования методов цифровой обработки и структур цифровых вычислительных устройств удалось значительно расширить область их применения. В настоящее время появилась возможность осуществлять на элементах цифровой вычислительной техники такие операции, которые до недавнего времени считались сугубо аналоговыми: согласованная фильтрация, автокомпенсация активных помех, селекция движущихся целей. Решение задач вторичной (траекторной) обработки радиолокационной информации и управления функционированием РЛС в сложной обстановке немислимо без применения вычислительной техники.

В книге изложены как традиционные задачи синтеза и анализа основных операций цифровой обработки радиолокационной информации, так и новые задачи обработки информации в каналах когерентной фильтрации и защиты от помех. Вопросы адаптации и управления процессами функционирования в сложных радиолокационных системах также являются новыми как по постановке, так и по методам их решения. Достигнутые на данном этапе успехи по автоматизации радиолокационных систем позволяют сделать определенные обобщения, которые будут способствовать дальнейшему развитию этого важного направления.

В процессе проектирования современных и перспективных радиолокационных систем наряду с выбором алгоритмов выполнения операций чрезвычайно важны увязка отдельных алгоритмов и проектирование комплексного алгоритма функционирования системы. В связи с этим в книге уделяется внимание вопросам системного проектирования

комплексных алгоритмов обработки информации и управления.

Возможность реализации всегда была пробным камнем, на котором проверялись все предлагаемые методы и алгоритмы. В книге намечается подход к определению сложности и трудоемкости реализации алгоритмов обработки, что позволяет грамотно формулировать требования к вычислительным средствам.

Данное издание представляет собой дальнейшее развитие методов анализа и синтеза алгоритмов цифровой обработки радиолокационной информации, рассмотренных в книгах автора «Цифровая обработка радиолокационной информации» (Сов. радио, 1967 г.) и «Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации» (Сов. радио, 1974 г.).

При изложении материала автор столкнулся с трудностью увязки понятий двух областей науки и техники — статистической радиолокации и теории вычислительных систем. Введенные понятия и примененные методы, очевидно, требуют уточнения.

## ПРИНЦИПЫ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА К ПРОЕКТИРОВАНИЮ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

### В. 1. Методология системного проектирования

Разработка сложных информационных и управляющих систем — многоэтапный процесс значительной продолжительности. Один из важнейших этапов разработки — проектирование. Поэтому существенное повышение качества проектирования при одновременном сокращении сроков является актуальной задачей. В решении ее одно из основных мест занимает разработка и широкое внедрение научно обоснованных методов проектирования систем с учетом особенностей их построения и условий функционирования, базирующихся на широком использовании вычислительной техники.

Методологической основой такого подхода является системотехника. В системотехнике под проектированием понимается этап жизненного цикла системы от составления технического задания (ТЗ) на разработку до изготовления опытных образцов и проведения всестороннего испытания системы. Проектирование разделяется на две достаточно ярко выраженных стадии: системного проектирования — выбор и организации функций и структуры системы в целом, технического проектирования — выбор и проектирование элементов системы.

При системном проектировании объект рассматривается как система, предназначенная для достижения определенных целей прежде всего за счет управляемого взаимодействия подсистем. Представление о целостности системы конкретизируется через понятие системообразующих связей, например структурных и управления. На стадии системного проектирования основным предметом рассмотрения является структура (архитектура) будущей системы — фиксированная совокупность элементов и связей между ними. Обычно сложная система строится по иерархическому принципу. Характерными особенностями такой структуры являются:

- автономность отдельных управляемых подсистем (каждая из них управляет ограниченным числом подсистем);

- управление подсистемами при неполной информации (т. е. подсистеме более высокого уровня могут быть неизвестны цели и ограничения нижестоящих подсистем);

- уплотнение (обобщение) информации при движении вверх по иерархии;

- наличие частных целей управления для каждой подсистемы и общей цели для всей системы;

- взаимовлияние подсистем из-за наличия общих ограничений.

Изучение возможных вариантов структуры позволяет решить ряд вопросов об облике проектируемой системы, абстрагируясь от конкрет-

ных элементов, из которых она будет сделана. При этом учитывается, что структурные закономерности являются устойчивыми. Выбор и сравнение вариантов структур сложных, в том числе радиотехнических (радиолокационных), систем является непростой задачей. Между тем важность ее трудно переоценить, так как неудачный выбор структуры системы может свести на нет результаты дальнейших этапов проектирования.

Любая система немыслима без так называемого окружения. Разделение на систему и окружение неоднозначно и может быть выполнено многими способами. Одной из важнейших задач является оптимальное установление границы между системой и окружением. При этом надо учесть все факторы, воздействующие на систему или испытывающие воздействие с ее стороны. Для информационных систем, работающих в конфликтных ситуациях, наиболее существенными внешними факторами являются: естественное окружение (погода, осадки, подстилающая поверхность и т. д.); состояние средств противодействующей стороны; состояние элементной базы и технологий; экономические факторы (наличие средств, сроки ввода в действие и т. д.); человеческие факторы (наличие коллектива, способного выполнить задачу).

С методологической точки зрения можно выделить следующие принципы системного подхода к проектированию:

1. Сложную иерархическую систему можно декомпонзировать (разделить) на ряд подсистем и проектировать затем каждую из них. Однако оптимизация подсистем не решает задачу оптимизации системы в целом. Проектирование системы как единого объекта с заданным целевым назначением связано с принятием компромиссных решений, обеспечивающих максимизацию ее эффективности, может быть, за счет ухудшения (уменьшения) эффективности ее элементов.

2. Уже на начальных этапах проектирования должны быть рассмотрены и проанализированы все альтернативные варианты структуры системы и выбраны те, которые наиболее полно удовлетворяют предъявляемым требованиям. В настоящее время выбор подлежащих оптимизации вариантов структуры осуществляется эвристическими методами, основанными на опыте, интуиции и творческой изобретательности разработчиков. Очевидно, элементы эвристики при проектировании систем неизбежны и в дальнейшем.

3. Выбор предпочтительного варианта системы зависит от возможности оценить эффективность каждой альтернативы и необходимые для ее реализации затраты. Для этого необходимо использовать количественные показатели качества системы, называемые критериями эффективности системы. В задачах проектирования критерии эффективности называются еще целевыми функциями оптимального проектирования. Эффективной считается система, которая удовлетворяет следующим основным требованиям:

в заданных условиях эксплуатации полностью и в установленные сроки выполняет стоящие перед ней задачи (техническая эффективность системы);

результаты использования системы по прямому назначению не менее затрат на ее создание и обслуживание в процессе эксплуатации.

Критерий, отвечающий указанным требованиям, можно представить в следующем виде:

$$Э = G - W,$$

где  $G$  — положительный эффект в результате использования системы по назначению;  $W$  — затраты на создание и эксплуатацию системы. Выбор критерия эффективности является внешней задачей, которую

надо решать на основе анализа цели системы более высокого порядка, чем рассматриваемая, и в которую проектируемая система входит в качестве составного элемента.

4. Решение задач поиска предпочтительных вариантов систем, естественно, не может быть в обозримое время сделано вручную. Для решения этих задач должны быть созданы проблемно-ориентированные человеко-машинные комплексы, призванные стать прообразом систем нового типа — систем автоматизированного проектирования (САПР). С этой точки зрения совершенствование процесса проектирования состоит в замене макетно-аппаратурного моделирования проектируемых систем машинным и решением оптимизационных задач.

5. Модель системы — это физическая или абстрактная конструкция, адекватно представляющая некоторые стороны функционирования системы. Адекватность предполагает воспроизведение в модели с необходимой полнотой всех свойств системы, существенных для целей данного исследования. В процессе проектирования широко используются:

математические модели — представление функций системы на языке математических отношений,

имитационные модели — воспроизведение функции системы с помощью других систем, главным образом с помощью цифровых вычислительных машин (ЦВМ).

Моделирование — процесс представления исследуемой системы адекватной ей моделью и проведение эксперимента на модели с целью получения информации о ее функционировании.

6. Контуры проектируемой системы первоначально представляются в большей степени неопределенными, размытыми. Решения, принимаемые на начальном этапе проектирования, также являются приближенными. По мере накопления материалов и знаний решения должны уточняться. Следовательно, процесс проектирования систем является итерационным процессом, на каждом этапе которого ищется более совершенное решение, чем предыдущее. Итерационный характер решения задач проектирования является принципиальным отличием системного подхода от традиционных подходов при синтезе систем.

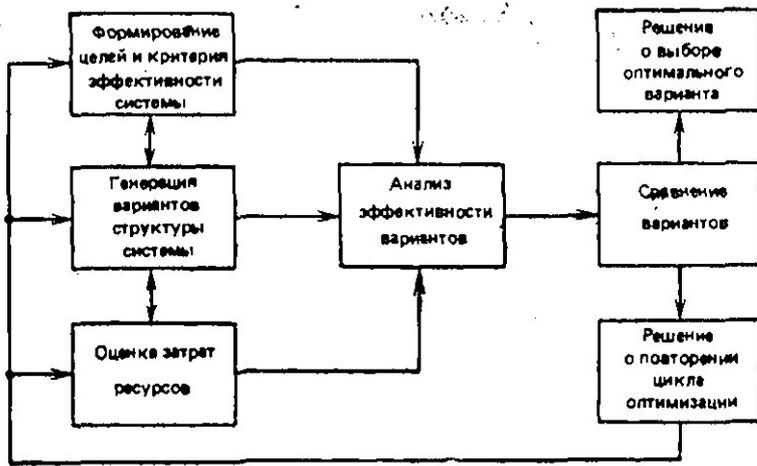


Рис. В.1

Итак, наиболее характерной чертой системного подхода к проектированию является поиск решения путем итерационной оптимизации с использованием для этой цели машинного эксперимента. Схема процесса выбора оптимального варианта системы представлена на рис. В.1. В соответствии с этой схемой основные операции системного проектирования выполняются в следующей последовательности:

1) формирование целей системы, границ ее и задач, которые надо решать; выбор и обоснование критерия эффективности системы;

2) генерация всех возможных альтернативных вариантов построения системы, в том числе далеких, на первый взгляд, от практической реализации;

3) оценка затрат ресурсов на реализацию каждого из альтернативных вариантов структуры;

3) разработка моделей, отобранных для оптимизации вариантов, и их программная реализация на ЦВМ; анализ на модели эффективности и стоимости вариантов;

5) сравнение вариантов и принятие решений: либо рекомендовать к дальнейшей разработке один или несколько сравниваемых вариантов, либо повторить цикл оптимизации, изменив ряд исходных предпосылок и уточнив критерий эффективности.

Отметим в заключение, что на этапе системного проектирования требуется применение разнообразных математических методов: теории вероятностей и математической статистики, математического программирования (линейного, нелинейного, динамического), теории моделирования и т. д.

## В.2. Обоснование требований к радиолокационным комплексам

Автоматизированные радиолокационные системы широко применяют при решении задач навигации, управления и др. В соответствии с назначением и характером решаемых задач их можно разделить на две группы:

информационные — предназначенные для сбора информации о наблюдаемых объектах обстановки (системы наблюдения за воздушной, космической или надводной обстановкой, метеорологические радиолокационные системы и т. д.);

управляющие — предназначенные для решения задач управления объектами по данным радиолокационных наблюдений и измерений (системы ПВО объектов, системы управления воздушным движением и др.).

В качестве примера системы второй группы рассмотрим классическую радиолокационную систему ПВО управления зенитными орудиями [40]. Элементами такой системы (рис. В.2) являются радиолокационный комплекс (РЛК) обнаружения и целеуказания, предназначенный для заблаговременного обнаружения и оценки параметров движения воздушных объектов нападающей сторо-

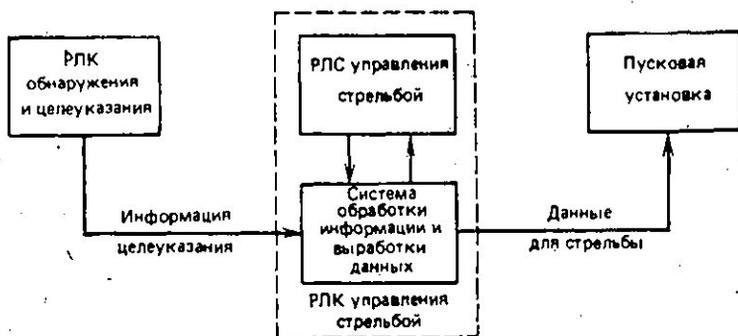


Рис. В.2

ны; один (или несколько) РЛК управления стрельбой, предназначенный для уточнения параметров движения подлежащих обстрелу целей, выработки текущих значений углов наведения и установки дистанционного взрывателя снаряда с необходимой точностью; пусковые установки, предназначенные для стрельбы зенитными неуправляемыми снарядами; средства передачи информации между элементами системы.

Наиболее общим критерием эффективности рассматриваемой системы, сформированным на основе ее тактико-технического назначения, является так называемый предотвращенный ущерб, определяемый из выражения [14]

$$Y = B_{об} \prod_{j=1}^N \left[ 1 - Y_{обj} \prod_{i=1}^{L_j} (1 - p_{ij}) \right]. \quad (B.1)$$

где  $B_{об}$  — важность обороняемого объекта, отн. ед.;  $Y_{обj}$  — относительный ущерб, наносимый объекту  $j$ -м ( $j=1, N$ ) средством нападения при отсутствии обороны;  $p_{ij}$  — вероятность поражения  $j$ -го средства нападения  $i$ -м средством обороны (зенитным снарядом);  $N$  — число средств нападения;  $L_j$  — число снарядов, предназначенных для уничтожения средства нападения, причем  $\sum_{j=1}^N L_j = L_0$  ( $L_0$  — ресурс снарядов).

Чтобы обеспечить максимальное значение предотвращенного ущерба, основные усилия в соответствии с вы-

ражением (В.1) должны быть сосредоточены на повышении вероятности поражения цели:

$$P_{ij} = P_{цy_j} P_{y_j|цy_j} P_{нi|цy_j}, \quad y_j, \quad (\text{В.2})$$

где  $P_{цy_j}$  — вероятность успешного выполнения задачи целеуказания по  $j$ -й цели РЛК обнаружения и целеуказания;  $P_{y_j|цy_j}$  — вероятность успешного выполнения задач, уточнения параметров  $j$ -й цели и расчета данных стрельбы РЛК управления стрельбой при условии, что задача целеуказания выполнена успешно;  $P_{нi|цy_j}, y_j$  — вероятность поражения  $y$ -й цели при условии, что задачи целеуказания и управления выполнены успешно.

Используя выражение (В.2), можно обоснованно подойти к выбору показателей качества РЛК целеуказания и управления и обосновать ограничения на эти показатели. Рассмотрим случай, когда РЛК целеуказания и управления расположены на одной позиции (рис. В.3).

Условная вероятность поражения цели неуправляемым снарядом [13]

$$P_{п} = \frac{1}{1 + \sigma_{прх}^2 / R_{эф}^2}, \quad (\text{В.3})$$

где  $\sigma_{прх}^2$  — дисперсия ошибки промаха;  $R_{эф}$  — эффективный радиус поражения — радиус сферы, в пределах которой снаряд поражает цель с заданной вероятностью.

Из (В.3) следует, что вероятность поражения при прочих равных условиях есть величина, обратно пропорциональная дисперсии ошибки доставки снаряда в район цели (ошибки промаха), которая характеризуется следующими составляющими: ошибками решения задачи встречи снаряда с целью  $\sigma_p^2$ ; ошибками наведения пусковых установок

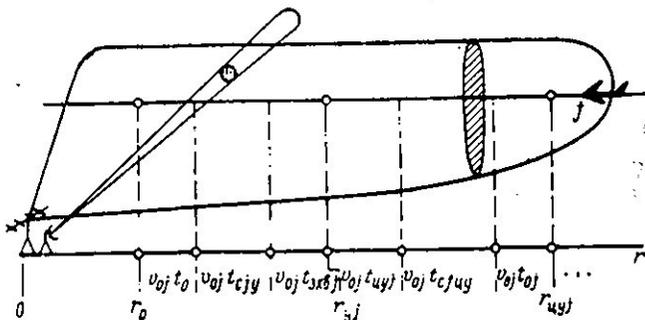


Рис. В.3

$\sigma_{пу}^2$ ; ошибками выдерживания снарядом заданной траектории полета  $\sigma_{сн}^2$ . Поскольку эти составляющие можно считать статистически **независимыми**, то дисперсия суммарной ошибки промаха по каждой из координат  $\Theta = \{r, \beta, \epsilon\}$  равна  $\sigma_{прм}^2 = \sigma_r^2 + \sigma_{пу}^2 + \sigma_{сн}^2$ . От качества информации о цели, выдаваемой станцией управления зависит только **первая** составляющая. При фиксированных значениях второй и третьей составляющих и заданных ограничениях на ошибку промаха можно **предъявить** требования к РЛК управления по точности выдаваемых **сглаженных** координат цели.

Необходимая дальность действия РЛС управления определяется выражением (см. рис. В.3)

$$r_0 = r_0 + (t_0 + t_{с;у} + t_{зхв;}) v_{о;}, \quad (В.4)$$

где  $r_0$  — дальняя граница зоны поражения;  $v_{о;}$  — относительная скорость сближения  $j$ -й цели и обороняемого объекта;  $t_0$  — время полета снаряда на дальность  $r_0$ ;  $t_{зхв;}$  — время захвата  $j$ -й цели на сопровождение РЛК управления стрельбой;  $t_{с;у}$  — время сопровождения  $j$ -й цели РЛК управления стрельбой, т. е. время от момента захвата цели на сопровождение до момента достижения заданной точности сопровождения.

Таким образом, для успешного решения своих задач РЛК управления стрельбой должен: иметь дальность действия, обеспечивающую обстрел цели на дальней границе зоны поражения; выдавать **сглаженные** координаты с точностью, **необходимой** для **успешного** решения задачи встречи. В соответствии с характером решаемых задач РЛК управления стрельбой имеет узкую (**игольчатую**) диаграмму направленности (ДН) антенны и ограниченную зону поиска. Поэтому задачей РЛК целеуказания является выдача координат и параметров движения целей на рубеже целеуказания с точностью, позволяющей РЛК управления стрельбой произвести по данным целеуказания захват цели без дополнительного поиска или по крайней мере ограничить зону допояска до минимума.

Ошибки целеуказания определяются погрешностями измерения координат РЛК целеуказания, суммарным временем сглаживания координат и параметров, временем передачи, приема и обработки команд целеуказания. Пусть зона целеуказания задана в сферической системе координат размерами  $\Delta r_{ду}$ ,  $\Delta \beta_{ду}$ ,  $\Delta \epsilon_{ду}$ . Тогда вероятность захвата цели РЛК управления стрельбой по однократному целе-

указанию от РЛК целеуказания (вероятность успешного выполнения задачи целеуказания) определяется из выражения

$$P_{\text{цy}} = \int_{-\frac{\Delta r_{\text{цy}}}{2}}^{\frac{\Delta r_{\text{цy}}}{2}} \int_{-\frac{\Delta \beta_{\text{цy}}}{2}}^{\frac{\Delta \beta_{\text{цy}}}{2}} \int_{-\frac{\Delta \epsilon_{\text{цy}}}{2}}^{\frac{\Delta \epsilon_{\text{цy}}}{2}} \omega(\Delta r, \Delta \beta, \Delta \epsilon) d\Delta r d\Delta \beta d\Delta \epsilon,$$

где  $\omega(\cdot)$  — плотность распределения вероятности отклонения координат цели от центра зоны целеуказания.

При отсутствии систематических ошибок целеуказания и нормальном распределении случайных ошибок с дисперсиями  $\sigma_{r_{\text{цy}}}^2$ ,  $\sigma_{\beta_{\text{цy}}}^2$ ,  $\sigma_{\epsilon_{\text{цy}}}^2$  получим

$$P_{\text{цy}} = \Phi_0 \left( \frac{\Delta r_{\text{цy}}}{\sigma_{r_{\text{цy}}}} \right) \Phi_0 \left( \frac{\Delta \beta_{\text{цy}}}{\sigma_{\beta_{\text{цy}}}} \right) \Phi_0 \left( \frac{\Delta \epsilon_{\text{цy}}}{\sigma_{\epsilon_{\text{цy}}}} \right), \quad (\text{B.5})$$

где  $\Phi_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$ .

Из (B.5) следует, что, если задана требуемая вероятность реализации целеуказания и размеры зоны целеуказания  $\Delta r_{\text{цy}}$ ,  $\Delta \beta_{\text{цy}}$ ,  $\Delta \epsilon_{\text{цy}}$ , можно предъявить требования к допустимым значениям дисперсии ошибок целеуказания  $\sigma_{r_{\text{цy}}}^2$ ,  $\sigma_{\beta_{\text{цy}}}^2$ ,  $\sigma_{\epsilon_{\text{цy}}}^2$ .

Приведенные рассуждения относятся к режиму однократного целеуказания. Если же есть возможность обновлять и передавать информацию целеуказания РЛК управления  $k$  раз ( $k > 1$ ), то вероятность реализации целеуказания будет

$$P_{\text{цy}} = 1 - (1 - p_{\text{цy1}})(1 - p_{\text{цy2}}) \dots (1 - p_{\text{цyk}}). \quad (\text{B.6})$$

Повторные целеуказания приводят к увеличению времени передачи информации целеуказания, что в конечном счете потребует увеличения дальности действия РЛК целеуказания.

Требуемая дальность действия РЛК целеуказания определяется по формуле (для случая однократного целеуказания)

$$r_{\text{цy}} = r_{\text{y}} + v_{\text{oj}}(t_{\text{oj}} + t_{\text{с/цy}} + t_{\text{цy}}), \quad (\text{B.7})$$

где  $t_{\text{oj}}$  — время, затрачиваемое на обнаружение  $j$ -й цели;  $t_{\text{с/цy}}$  — время сопровождения  $j$ -й цели РЛК целеуказания

для обеспечения заданной точности оценки координат и параметров в экстраполированной на  $t_{цу}$  точке;  $t_{цу}$  — время передачи информации целеуказания РЛК управления стрельбой.

Исходя из (В.5) и (В.7) РЛК целеуказания должен: иметь круговую (секторную) зону обзора; дальность действия, необходимую для обеспечения целеуказания на заданном рубеже; обеспечивать точность оценки координат в упрежденной точке **целеуказания**, достаточную для захвата цели РЛК управления без **дополнительного** поиска.

Таким образом, исходя из рассмотренного критерия **эффективности** радиолокационной системы ПВО, показателями качества входящих в эту систему радиолокационных средств должны быть выбраны:

1) конфигурация зоны обзора РЛК. Требования и конфигурации зоны обзора РЛК целеуказания и РЛК управления разные. Зона обзора РЛК управления по угловым координатам ограничена, а способ ее просмотра специфический (спиральный, растровый и т. д.). Зона обзора РЛК **целеуказания** обычно круговая или секторная, ограниченная в вертикальной плоскости специальной косеканс-квадратной формой диаграммы направленности;

2) **дальность** действия  $r_{цу}$  ( $r_y$ ) — дальность, на которой обеспечивается выполнение функциональных задач каждым РЛК по подготовке информации для управления стрельбой;

3) точность выдаваемой на заданных рубежах информации, характеризуемая корреляционной матрицей ошибок;

4) показатель, характеризующий влияние внешних и внутренних помех на рассматриваемую систему и определяемый числом ложных целей, обнаруженных и сопровождаемых определенное время в системе. Наличие ложных траекторий затрудняет процессы целеуказания и управления стрельбой, а также может привести к **нерациональному** расходу снарядов при их обстреле.

Показатели качества 2 и 3 связаны между собой, так как точность выдачи информации при прочих равных условиях зависит от дальности. Кроме того, необходимо **иметь** в виду статистический характер показателей 2, 3 и 4 и их непосредственную связь с вероятностью обнаружения, вероятностью ложной тревоги и точностью измерения координат РЛК. **А так** как вероятностные и точностные характеристики РЛК определяются их техническими параметра-

ми, то имеется непосредственная связь рассмотренных показателей качества с техническими параметрами РЛК (мощностью, длительностью, шириной спектра зондирующих сигналов, габаритами и типом антенных устройств и т. д.), подлежащими выбору в процессе проектирования системы.

Возвращаясь теперь к выражению (В.2) и принимая во внимание полученные соотношения, можно утверждать, что при известных показателях качества РЛК целеуказания, РЛК управления и зенитной установки вероятность поражения цели может быть вычислена и использована для вычисления предотвращенного ущерба по формуле (В.1). Следовательно, критерий предотвращенного ущерба можно вычислить и, что важно, он неизменен в процессе разработки системы. Однако этот критерий сложно и неоднозначно связан с техническими параметрами проектируемых РЛК и практически неприменим для оценки и сравнения проектных решений. Между тем в соответствии с системным подходом в процессе проектирования необходимо использовать критерии, которые наряду с их вычислимостью имеют явный физический смысл и непосредственно связаны с техническими параметрами проектируемой системы. Рассмотренный критерий не отвечает этим требованиям.

При проектировании радиолокационной техники вследствие сложности математической модели радиолокационного наблюдения, трудно выбрать общий критерий, удовлетворяющий перечисленным требованиям. Поэтому целесообразно вместо общего критерия ввести промежуточный показатель, который связывал бы основные параметры РЛС и системы обработки, подлежащие проектированию. В качестве такого обобщенного показателя можно взять энергетическое отношение сигнал-помех  $q^2 = 2E_c / N_p$ , где  $E_c$  — энергия принимаемого сигнала, а  $N_p$  — спектральная плотность мощности помех.

В соответствии с основной формулой радиолокации для случая согласованного приема в свободном пространстве на фоне собственных шумов приемника отношение сигнал-шум [33]

$$q^2 = 2P_{cp} t_0 G^2 \lambda^2 \sigma_{ц} / [(4\pi)^4 r_{ц}^4 k T_0 B_{ш} \mathcal{E}], \quad (\text{В.8})$$

где  $P_{cp}$  — средняя мощность передатчика;  $t_0$  — время наблюдения;  $G$  — коэффициент усиления совмещенной антенны;  $\lambda$  — длина волны;  $\sigma_{ц}$  — эффективная отражающая

поверхность цели;  $r_{ц}$  — дальность до цели;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/Гц — постоянная Больцмана;  $T_0$  — абсолютная температура источника сигнала;  $B_{ш}$  — коэффициент шума приемника;  $\mathcal{L}$  — обобщенный множитель потерь.

Для случая импульсной радиолокации

$$P_{ср} = P_{и} \tau_c F, \quad (B.9)$$

где  $P_{и}$  — импульсная мощность передатчика;  $\tau_c$  — длительность зондирующего сигнала;  $F$  — частота посылок зондирующих сигналов.

В реальных условиях конфликтной радиолокации основными будут помехи, организованные противником. Спектральная плотность мощности преднамеренной помехи

$$\mathcal{N}_п = P_{п} \alpha / (4\pi r_{п}^2 \Delta f_{п}), \quad (B.10)$$

где  $P_{п}$  — мощность источника помех;  $\Delta f_{п}$  — ширина спектра помехи;  $r_{п}$  — дальность до источника помехи;  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от направления на источник помех и характеристик ДН источника помех и РЛС.

Из выражений (B.8) — (B.10) следует, что отношение сигнал-помеха зависит от всех основных параметров РЛС, внешней среды и цели. С другой стороны, все основные показатели качества обработки радиолокационной информации также выражаются через отношение сигнал-помеха. Так, вероятность обнаружения сигнала с рэлеевским распределением амплитуды и равномерным распределением фазы

$$P_o = \exp[-\zeta_o^2 / 2(1 + 0,5q^2)], \quad (B.11)$$

где  $\zeta_o$  — относительный порог обнаружения.

Среднеквадратическое значение потенциальной погрешности измерения задержки немодулированного по частоте колоколообразного радиоимпульса  $x(t) = (-\pi t^2 / \tau_c^2)$  длительностью  $\tau_c$  (на уровне 0,46)

$$\sigma_{\tau} = \tau_c / q \sqrt{\pi}. \quad (B.12)$$

Среднеквадратическое значение потенциальной погрешности измерения доплеровской частоты немодулированного по частоте когерентного колоколообразного импульса длительностью  $\tau_c$  (на уровне 0,46)

$$\sigma_f = 1 / q \tau_c \sqrt{\pi}. \quad (B.13)$$

Среднеквадратическое значение потенциальной погрешности измерения угловых координат

$$\sigma_{\theta} = 1/ql_{\text{эф}}, \quad (\text{В.14})$$

где  $l_{\text{эф}}$  — нормированная по отношению к длине волны эффективная длина антенного раскрыва:  $l_{\text{эф}} = \kappa(d/\lambda)$  ( $d$  — длина раскрыва антенны,  $\kappa$  — константа).

Аналогичные зависимости имеют место и для более сложных моделей обработки сигналов.

Таким образом, энергетическое отношение сигнал-помеха является таким обобщенным параметром, который может быть с успехом применен в качестве критерия эффективности при проектировании РЛК и систем обработки радиолокационной информации.

### В.3. Задачи системного проектирования автоматизированных радиолокационных комплексов

Радиолокационный комплекс включает большое число взаимосвязанных элементов и, несомненно, относится к классу сложных систем. Как уже отмечалось, первым шагом при проектировании сложной системы является определение ее функционального назначения в системе высшего порядка. В предыдущем параграфе были введены понятия РЛК целеуказания и управления стрельбой. В дальнейшем ограничимся рассмотрением задач проектирования РЛК, выполняющего функции поиска, обнаружения и сопровождения множества находящихся в зоне обзора целей и обеспечивающего выдачу информации потребителю с требуемыми характеристиками качества на заданных рубежах.

Основной задачей системного проектирования является выбор и обоснование структурной схемы РЛК. При ее решении разработки в первую очередь опираются на имеющийся опыт создания РЛК аналогичного назначения. При этом, учитывая устойчивость структуры РЛК к изменениям функционального назначения и исходных предположений проектирования (включая и мотивы, стимулирующие новую разработку), дальнейшей конкретной разработке и проверке подлежит только небольшое число элементов.

Укрупненная структурная схема типового автоматизированного РЛК представлена на рис. В.4. Она включает [29]:

передающее и приемное антенные устройства (или совмещенное приемопередающее антенное устройство);



Рис. В.4

устройство формирования, усиления и канализации зондирующих сигналов;

устройство усиления и преобразования принимаемых сигналов;

устройство первичной обработки сигналов — устройство выделения сигналов, отраженных от целей, в котором производится фильтрация, накопление, обнаружение и оценка параметров отфильтрованных сигналов;

вычислительное устройство вторичной (траекторной) обработки радиолокационной информации;

вычислительное устройство управления РЛК, предназначенное для общей синхронизации его работы и адаптации к изменяющимся внешним условиям функционирования;

устройство отображения информации и связи с потребителями.

Каждое из перечисленных устройств представляет собой достаточно сложную по составу элементов и структуре систему и является объектом проектирования на следующем этапе детализации. Уже из простого рассмотрения схемы очевидно, что оптимальное проектирование РЛК в целом является практически невыполнимой задачей. В этом случае согласно системному подходу необходимо разбивать проектируемую систему на части, причем при разбиении одним из решающих условий является возможность установления однозначной связи между совокупно-

**СТЬЮ** показателей качества системы в целом и ее частей. Принимаются во внимание также динамические и конструктивные связи. При таком подходе процесс проектирования РЛК можно разделить на следующие, в основном отвечающие указанным требованиям, части:

выбор энергетических параметров РЛК и проектирование устройств генерации, канализации и излучения зондирующих сигналов;

проектирование устройств и вычислительных средств для извлечения и обработки информации о целях из совокупности радиолокационных сигналов, принимаемых на фоне искусственных и естественных помех;

проектирование системы управления РЛК, обеспечивающей устойчивость выполнения его функций в сложной и быстроизменяющейся обстановке.

К энергетическим параметрам РЛК относятся импульсная мощность зондирующих сигналов  $P_c$ , длительность сигналов  $\tau_c$ , коэффициент усиления антенны  $G$  или эффективная площадь приемной антенны  $A_{эф}$ . Выбор этих параметров производится в соответствии с целевым назначением РЛК, уровнем развития соответствующей элементной базы, технологии изготовления и настройки, а также с учетом допустимых затрат на серийное производство и эксплуатацию. Как правило, при разработке РЛС выбор параметров зондирующих сигналов, способов их генерации и излучения является первичным, а его результаты являются исходными для проектирования тракта приема и обработки отраженных сигналов.

При проектировании тракта приема и обработки отраженных сигналов энергетические параметры РЛК считаются фиксированными и становятся как бы внешними параметрами системы. Поэтому здесь основное внимание сосредоточено на решении задач выбора способов обработки принимаемых сигналов, обеспечивающих в совокупности максимальный эффект, характеризуемый вероятностными и точностными характеристиками выдаваемой потребителю информации. В конечном счете эта задача сводится к выбору алгоритмов и вычислительных средств для обработки радиолокационной информации на всех этапах от предварительного усиления и преобразования радиосигналов до подготовки и выдачи данных потребителю. Для решения этих задач используются хорошо разработанные в статистической радиолокации методы обработки, которые являются инвариантными к способам генерации и получения сигналов. Следовательно, тракт приема и об-

работки информации можно проектировать отдельно от других частей РЛК. В дальнейшем подлежащую проектированию совокупность алгоритмов и устройств обработки информации будем называть системой обработки радиолокационной информации.

Рассматривая систему обработки радиолокационной информации как автономную подсистему РЛК, можно ставить и решать задачи ее проектирования не для каждого конкретного РЛК, а применительно к классам РЛК, исходя из их функционального назначения в системах более высокого порядка.

Система управления РЛК по самой сути является самостоятельной, а по характеру решаемых задач системой более высокого порядка по отношению к рассмотренным функциям РЛК. Естественно, проектирование системы управления можно рассматривать как самостоятельную задачу в рамках обеспечения требований, предъявляемых к РЛК в целом.

Таким образом, задача проектирования РЛК разбивается на три самостоятельных, которые можно решить раздельно, но в условиях непрерывного взаимодействия и увязки параметров, чтобы обеспечить решение функций РЛК в целом.

Задачи выбора энергетических параметров РЛК в книге не рассматриваются.

#### **В.4. Система обработки радиолокационной информации как объект проектирования**

Системный подход к проектированию предполагает наличие некоторых базовых математических моделей и структур, которые должны быть положены в основу новых разработок. При проектировании системы обработки в качестве базовой принимается традиционная и хорошо отработанная структура приемного тракта РЛС, а в качестве базовых математических моделей используются алгоритмы оптимальных операций обработки, полученные в статистической теории радиолокации.

В соответствии с выводами статистической теории радиолокации оптимальный приемник должен выполнять следующие операции (рис. В.5) [42]:

1) **пространственная** (антенная) обработка когерентных сигналов многоэлементной антенной системы, расположенной в одном или нескольких пунктах приема;

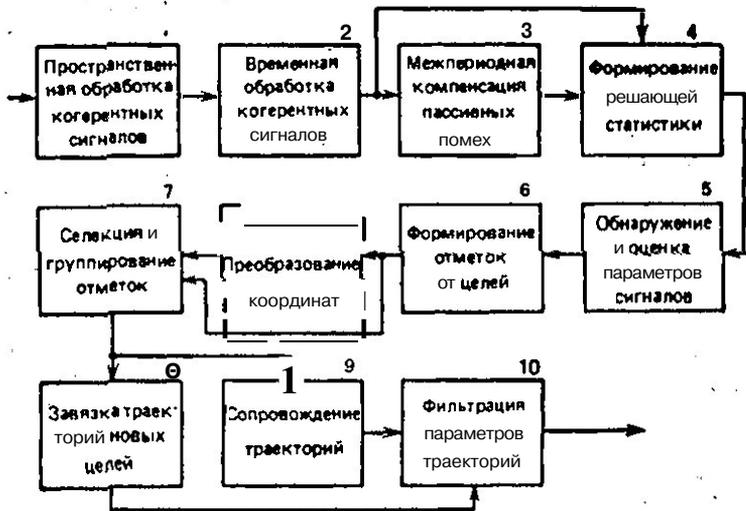


Рис- В.5

2) временная **внутрипериодная** обработка когерентных сигналов, включающая нелинейную обработку (ограничение, логарифмирование и т. д.) и согласованную **фильтрацию** или корреляционную обработку;

3) **межпериодная** компенсация коррелированных помех обусловленных отражениями от местных предметов, гидрометеоров, и специальных отражателей (искусственных пассивных помех);

4) накопление сигналов и формирование некоторой **статистики** о принимаемых сигналах (решающей статистики), на основе которой принимается решение об обнаружении и оцениваются параметры сигнала;

5) пороговое испытание решающей статистики и реализация алгоритмов обнаружения и оценки параметров сигналов;

6) формирование отметок обнаруженных целей;

7) селекция и группирование **новых** отметок по принадлежности к траекториям сопровождаемых и вновь поступающих на сопровождение целей;

8) завязка и предварительное определение параметров новых траекторий;

9) привязка новых отметок к траекториям целей, находящихся на сопровождении;

10) фильтрация **параметров** траекторий целей в процессе решения задач завязки и сопровождения траекторий, а также в интересах потребителей радиолокационной информации.

Операции 1 и 2 составляют этап **внутрипериодной** пространственно-временной обработки одиночных когерентных сигналов. Операции 3—6 составляют этап **межпериодной** обработки совокупности сигналов, отраженных от каждой цели в процессе равномерного сканирования луча антенны в зоне обзора или при **многократном** зондировании каждого **направления** этой зоны. Операции 7—10 составляют этап межобзорной обработки радиолокационной информации о траекториях сопровождаемых целей.

Таким **образом**, имеет место жесткая последовательность обработки радиолокационной информации по этапам. Каждый этап имеет свой масштаб реального времени обработки, что позволяет осуществлять их автономную реализацию.

По способу реализации системы обработки радиолокационной информации можно разделить на три группы: аналоговые, цифровые и смешанные. В настоящее время наиболее распространены системы третьей группы. Однако цифровая обработка информации благодаря ее гибкости и универсальности уже сейчас занимает **важное место** в эксплуатируемых и разрабатываемых РЛК. **Наблюдается** тенденция расширения области применения цифровой техники в системах **обработки** информации за счет замены традиционных **аналоговых** радиотехнических устройств цифровыми.

Достигнутые в настоящее время успехи в разработке широкой номенклатуры дешевых и **надежных**, интегральных микросхем (ИС) и новых структур вычислительных устройств на их основе позволяют реализовать **цифровую** обработку на этапе временной обработки когерентных сигналов. Благодаря непрерывному совершенствованию цифровой элементной базы в недалеком будущем станет возможным цифровая реализация всех операций обработки, включая пространственную обработку когерентных сигналов.

В дальнейшем в книге будет рассматриваться реализация цифровой обработки, начиная с согласованной фильтрации когерентных **сигналов**.

Решая задачи проектирования системы обработки радиолокационной информации при фиксированных энергетических параметрах РЛК, разработчик **главное** внима-

ние уделяет оптимизации приемного тракта при работе в условиях естественных и искусственных помех приему. Все задачи оптимального приема решаются методами теории статистических решений. Поэтому и показатели эффективности системы обработки в основном заимствованы из теории статистических решений, хотя в некоторых случаях эти показатели получили характерную радиолокационную окраску.

Независимо от назначения РЛК основными показателями эффективности операций обработки информации являются:

для операций пространственно-временной обработки когерентных сигналов коэффициент использования энергии  $\kappa_{исп} = q^2 / q_0^2$ , где  $q^2$  — энергетическое отношение сигнала к помехе + шум, а  $q_0^2$  — это же отношение в отсутствие внешней помехи [42];

для операций первичной обработки радиолокационных сигналов вероятность правильного обнаружения сигнала  $P_{о}$ , вероятность ложного обнаружения сигнала  $P_{ло}$ , точность оценки координат, которая в общем случае характеризуется корреляционной матрицей погрешности оценки  $R_{изм}$ , а в простейшем случае дисперсией погрешности оценки  $\sigma^2_{изм}$ ;

для операций вторичной обработки информации вероятность правильного обнаружения траекторий цели  $P_{о тр}$ , вероятность обнаружения ложной траектории  $P_{о л.тр}$ , точность оценки параметров траектории, характеризуемая корреляционной матрицей ошибок оценки параметров траектории  $\Psi$ , вероятность срыва сопровождения  $P_{срв}$  и др.

Перечисленные показатели эффективности непосредственно и однозначно связаны с показателями эффективности РЛК в целом (см. § В.3), причем взаимосвязь здесь прямая: чем выше показатели эффективности системы обработки, тем выше показатели эффективности комплекса в целом.

При цифровой реализации операций обработки необходимо учитывать ограниченность быстродействия соответствующих устройств. Поэтому существенным показателем эффективности алгоритмов выполнения операций цифровой обработки является их трудоемкость, оцениваемая числом приведенных операций при однократной реализации алгоритмов. Для системы цифровой обработки в целом важным показателем эффективности является пропускная способность, оцениваемая, например, числом целей, одновременно обрабатываемых в системе. Возможны и другие

подходы к оценке пропускной способности системы обработки [18].

В процессе проектирования системы обработки первоначальная оптимизация операций производится по критериям, заимствованным из статистической теории радиолокации. Так, в теории обнаружения основным является критерий **Наймана — Пирсона**, сводящийся к максимизации вероятности правильного обнаружения сигналов (траекторий) при ограничениях на вероятность ложного обнаружения:

$$P_{0 \text{ опт}} = \max P_{0 \text{ ;}}; \quad P_{\text{л}0} \leq P_{\text{л}0}^* \quad (\text{В.15})$$

где  $\{v\}$  — совокупность возможных правил обнаружения, причем  $v_{\text{опт}}$  соответствует  $P_{0 \text{ max}}$ ;  $P_{\text{л}0}^*$  — допустимая вероятность ложного обнаружения.

Операции оценки параметров сигналов в общем случае оптимизируются по критерию минимума среднего риска

$$R(a, \hat{a}_{\text{опт}}) = \min_{\hat{a}} R(a, \hat{a}), \quad (\text{В.16})$$

где  $a$  — истинное значение оцениваемого параметра;  $\hat{a}$  — его оценка.

Операции, не сводящиеся к операциям обнаружения и оценки, оптимизируются по критериям, соответствующим достижению максимального эффекта (максимального значения соответствующего показателя эффективности) при ограничениях на энергетические и аппаратурные затраты.

Для оптимизации системы в целом критерий эффективности должен включать все основные показатели, т. е. должен быть векторным. Так, если отдельные стороны функционирования системы характеризуются показателями качества  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , то система в целом характеризуется вектором  $K = \|x_1, x_2, \dots, x_m\|$ . Задача векторной оптимизации состоит в выборе системы, которая обладает наилучшим значением вектора  $K$ . При этом предполагается, что соответствующий векторный критерий эффективности (предпочтения) сформулирован заранее. Теория векторной оптимизации систем далека от завершения. Применяемые упрощенные методы сводят (непосредственно или косвенно) векторный синтез к скалярному. В книге используется один из таких упрощенных методов, состоящий в переводе всех показателей качества  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , кроме одного, наи-

более важного, в разряд ограничений с последующей условной оптимизацией системы по этому параметру.

Процесс проектирования системы цифровой обработки радиолокационной информации разделяется на два этапа: проектирование алгоритмов и вычислительных средств.

Проектирование алгоритмов начинается с уяснения цели их разработки, формирования основных функций алгоритмов в системе, определения основных **ограничений** и критерия эффективности (целевой функции проектирования). Последовательность разработки алгоритмов следующая:

1. Определение назначения и основных функций **алгоритма**.

2. Разработка формульных и логических схем алгоритма (таких схем должно быть разработано несколько).

3. Автономная отладка отдельных алгоритмов или блоков алгоритмов, проверка моделированием на универсальной ЭВМ **работоспособности** и эффективности алгоритмов (блоков алгоритмов).

4. Составление и оптимизация комплексного алгоритма решения задач обработки, **осуществляемых** в одном масштабе времени (для каждого из этапов обработки). Оптимизация производится обычно методом дискретного выбора компромиссного варианта из множества возможных вариантов, составленных из алгоритмов выполнения соответствующих операций **этапа**, что позволяет сочетать эвристические и машинные методы проектирования и оптимизации алгоритмов.

На основании результатов проектирования и отладки комплексного алгоритма можно (на втором этапе) определить состав и сформировать требования к основным параметрам вычислительных средств для реализации этапов обработки и системы в целом.

Проектирование вычислительных средств, которые в дальнейшем называются специализированными цифровыми вычислительными комплексами (СЦВК), начинается с определения основных параметров и привязки их к компонентам архитектуры СЦВК. Установив функциональную связь между параметрами СЦВК в целом и параметрами составляющих его компонент, можно по требованиям, **предъявляемым** к системе, сформулировать требования к каждой отдельной компоненте и тем самым сформулировать задание на их разработку. Взаимосвязь между параметрами СЦВК и его компонентами называется балансом

параметров. Наиболее часто составляют балансы времени, погрешностей, емкости памяти, надежности, стоимости и т. д. [71, 72].

В общем случае при проектировании структуры ЦВК решение ищется по одному из следующих вариантов критерия «эффективность — стоимость»: обеспечение минимального времени реализации комплексного алгоритма при заданных ограничениях на затраты оборудования; обеспечение минимальных затрат оборудования при заданном времени реализации комплексного алгоритма. В задачах проектирования комплексов обработки радиолокационной информации предпочтительным является второй вариант. В конечном счете задача проектирования ЦВК сводится к определению числа блоков (машин) различного функционального назначения и рационального распределения алгоритмов между блоками.

В заключение рассмотрим примерную последовательность этапов процесса системного проектирования алгоритмов и вычислительных средств цифровой обработки радиолокационной информации и связи этих этапов с со-

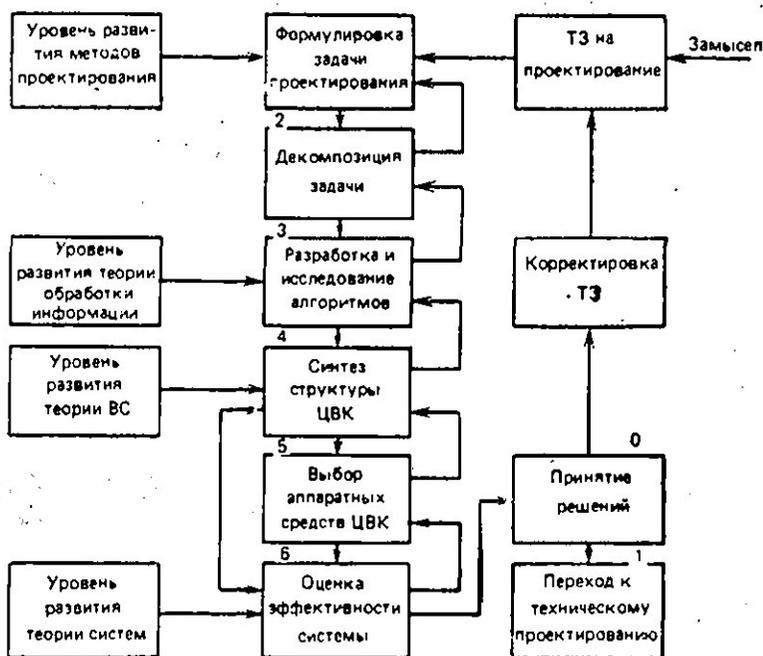


Рис. В.6

стоянием соответствующих областей науки и техники (рис. В.6).

**Проектированию** предшествует выдача **технического задания** (ТЗ) на проектирование, в котором отражаются **назначение** и основные требования к системе, состав ее подсистем, основные ограничения на выходные параметры системы.

Первым этапом системного проектирования (**блок 1**) является формулирование задачи оптимального проектирования, выбор состава внешних и внутренних параметров системы и установление **связей** между ними, выбор и обоснование целевой функции оптимального проектирования. Конечным результатом **этапа** является представление ТЗ в формализованном виде.

Вторым этапом является декомпозиция общей задачи проектирования системы (**блок 2**) на ряд более простых задач проектирования подсистем и соответствующее представление общей целевой функции в виде суперпозиции целевых функций оптимального проектирования подсистем. Успех решения задач первого и второго этапов зависит от уровня развития методов оптимального проектирования вообще и систем обработки информации в частности.

Третьим этапом (**блок 3**) является разработка и исследование алгоритмов подсистем и комплексного алгоритма системы. Разработка **сопровождается** всесторонней проверкой алгоритмов на реализуемость и эффективность по установленным критериям. Основным методом исследования является имитационное моделирование. Успех решения задач третьего этапа зависит от уровня развития **теории** и техники цифровой обработки радиолокационной информации.

**Четвертым** и **пятым** этапами (**блоки 4, 5**) являются синтез структуры и выбор аппаратурных средств ЦВК, предназначенного для реализации алгоритмов обработки радиолокационной информации. Реализация этих этапов осуществляется во взаимодействии с предыдущими этапами разработки алгоритмов с целью достижения **оптимального** согласования алгоритмов и вычислительных средств по критерию «**эффективность — стоимость**». Успех решения задач этих этапов зависит от уровня развития теории вычислительных систем (**ВС**):

**Заключительный** (**блок 6**) этап системного проектирования — оценка эффективности разработанного комплексного алгоритма и вычислительной системы в целом по обобщенному (заданному в ТЗ или выбранному на первом

этапе **проектирования**) критерию. Полнота и достоверность этого этапа зависит от уровня развития теории и техники исследования эффективности систем.

Результаты оценки эффективности используются для принятия **решений о завершении** стадии системного проектирования и переходе к стадии технического проектирования, если требования ТЗ и установленные значения критерия эффективности **достигнуты**, или о повторении (полностью или частично) рассмотренных этапов системного проектирования после корректировки ТЗ.

В дальнейшем в книге будем придерживаться рассмотренной последовательности этапов системного проектирования, акцентируя внимание на разработке алгоритмов и выборе вычислительных средств для их реализации.

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

### Глава 1. ЦИФРОВАЯ СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ

#### 1.1. Аналого-цифровое преобразование сигналов

Для обработки радиолокационных сигналов с помощью цифровых вычислительных **устройств** необходимо их предварительное преобразование в цифровую форму. Такое преобразование обычно производится в два этапа. На первом — дискретизации по времени — непрерывный сигнал заменяется последовательностью значений (выборок) в дискретном ряде точек временной шкалы. На втором этапе — **квантовании** — эта последовательность выборок преобразуется в последовательность двоичных кодовых слов. Операции дискретизации и квантования производятся с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

При проектировании АЦП возникают задачи выбора **длительности** интервалов дискретизации и числа уровней представления выборок **сигналов**. Одновременно должны приниматься во внимание вопросы реализации как преобразующих устройств, так и устройств **обработки** оцифрованных сигналов.

В данном параграфе рассматриваются основные результаты теории аналого-цифрового преобразования сигналов и принципы построения АЦП.

Элементы **теории временной** дискретизации **сигналов**. В **общем** случае дискретизация непрерывной функции **времени** состоит в измерении ее значений в моменты **времени**, отстоящие друг от друга на интервал  $t_d$ , который называется периодом дискретизации. Обычно период дискретизации выбирается постоянным.

Устройство временной дискретизации можно рассматривать как ключ, замыкающийся на время  $\tau$  с периодом  $t_d$ . Временная диаграмма преобразования непрерывной функции  $u(t)$  в последовательность мгновенных (при  $\tau \rightarrow 0$ ) равноотстоящих отсчетов  $u(kt_d)$  изображена на

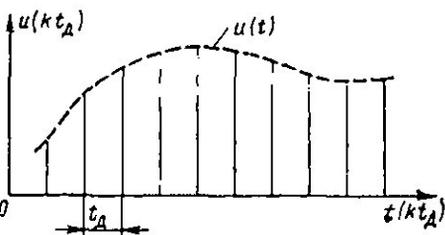


Рис. 1.1.

Последовательность дискретизованных сигналов представляет собой в этом случае последовательность  $\delta$ -импульсов, веса которых равны мгновенным значениям функции  $u(t)$  в дискретные моменты времени  $kt_d$  (т. е. в моменты взятия отсчетов) [6]:

$$\{u(kt_d)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(t) \delta(t - kt_d). \quad (1.1)$$

Представление непрерывной функции  $u(t)$  в виде последовательности  $\{u(kt_d)\}$  возможно только с известными ограничениями. Одним из таких принципиальных ограничений является требование конечности спектра дискретизуемой функции. По теореме отсчетов (теореме Котельникова) непрерывная функция с ограниченным спектром полностью определяется счетным множеством дискретных значений (выборок), отстоящих друг от друга на величину  $t_d \leq 1/2f_{\max}$  ( $f_{\max}$  — граничная частота спектра исходной функции).

При цифровой обработке радиолокационных сигналов объектом временной дискретизации является случайный процесс на выходе аналоговой части приемника. Особенностью этого процесса является его узкополосность ( $\Delta f_c/f_0 \ll 1$ , где  $\Delta f_c$  — ширина спектра сигнала;  $f_0$  — несущая частота). Это позволяет использовать для его представления метод огибающих, в соответствии с которым узкополосный радиосигнал можно представить в виде

$$u(t) = U(t) \cos [2\pi f_0 t + \psi(t)], \quad (1.2)$$

где  $U(t)$  — низкочастотный сигнал (огибающая);  $\psi(t)$  — закон фазовой модуляции — медленно изменяющаяся функция по сравнению с функцией  $2\pi f_0 t$ .

Так как радиолокационная информация закодирована не в частоте  $f_0$ , а в огибающей  $U(t)$  и фазе  $\psi(t)$ , которые изменяются во времени медленно, необходимо так преобразовать сигнал (1.2), чтобы интервалы между выборками определялись фактической шириной спектра сигнала, а не несущей частотой  $f_0$ .

Для узкополосного радиосигнала правомочно комплексное представление

$$u(t) = \operatorname{Re} \{ \mathbf{U}(t) e^{j2\pi f_0 t} \}, \quad (1.3)$$

где  $\operatorname{Re}[\cdot]$  — реальная часть комплексного числа;  $\mathbf{U}(t) = U(t) e^{j\psi(t)}$  — комплексная огибающая сигнала. Комплексная огибающая сигнала также может быть представлена в виде

$$\mathbf{U}(t) = U(t) \cos \psi(t) - jU(t) \sin \psi(t) = u_c(t) - ju_s(t), \quad (1.4)$$

где  $u_c(t)$  и  $u_s(t)$  — синфазная и квадратурная составляющие узкополосного сигнала, причем

$$U(t) = \sqrt{u_c^2(t) + u_s^2(t)}, \quad U(t) > 0, \quad (1.5)$$

$$\psi(t) = \operatorname{arctg} [u_s(t)/u_c(t)], \quad -\pi \leq \psi(t) \leq \pi. \quad (1.6)$$

Синфазная и квадратурная составляющие  $u_c(t)$  и  $u_s(t)$  могут быть получены умножением входного сигнала  $u(t)$  на два ортогональных гетеродинных напряжения с частотой  $f_0$ . Соответствующее устройство называется фазовым детектором. В схеме на рис. 1.2 фильтры нижних частот (ФНЧ), следующие за перемножителями, подавляют все высшие гармоники, пропуская без искажений низкочастотные квадратурные составляющие процесса, которые и подлежат дискретизации в АЦП.

Таким образом, комплексная огибающая узкополосного радиосигнала может быть представлена либо временными функциями огибающей и фазы, либо двумя квадратурными составляющими. В соответствии с этим при дискретизации узкополосных радиосигналов надо в каждой отсчетной точке временной шкалы брать две выборки: или амплитуды огибающей и фазы, или квадратурных составляющих комплексной амплитуды, т. е. мы имеем дело с дискретизацией двумерного сигнала.

Теорема отсчетов для двумерного сигнала [63]

$$t_{d1} \leq 1/f_{1\max}, \quad t_{d2} \leq 1/f_{2\max}, \quad (1.7)$$

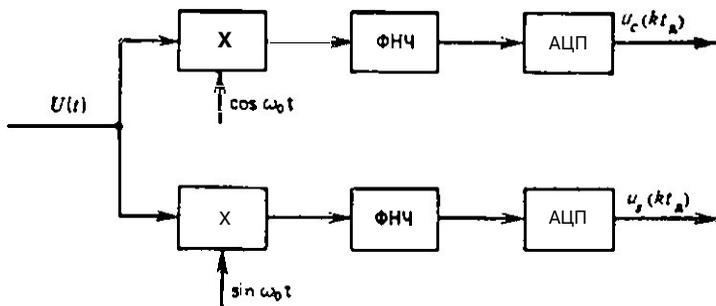


Рис. 12

где  $f_{1\max}$ ,  $f_{2\max}$  — наивысшие частоты в спектрах первой и второй составляющих сигнала. Важно отметить, что в случае представления узкополосного радиосигнала через амплитуду огибающей и фазу частоты  $f_{1\max}$  и  $f_{2\max}$  различны:  $f_{1\max}$  — максимальная частота в спектре амплитудной модуляции узкополосного сигнала, а  $f_{2\max}$  — максимальная частота в спектре фазовой модуляции сигнала. Например, для простого полностью известного сигнала ширина спектра огибающей определяется из соотношения [6]  $f_{1\max}\tau_c = \gg 1 \Rightarrow f_{1\max} = 1/\tau_c$ . Следовательно, максимальный период дискретизации огибающей простого сигнала  $t_d \leq \tau_c$ . При этом начальная фаза огибающей известна, к дискретизовать и обрабатывать ее нет необходимости. Для широкополосного (например, за счет внутриимпульсной частотой модуляции) сигнала той же длительности  $\tau_c$ , ширина спектра модулированного колебания близка к удвоенной девиации частоты [6]:  $f_{2\max} \approx 2\Delta F_c$ .

Следовательно, для однозначного представления частотно-модулированного (ЧМ) сигнала с постоянной амплитудой необходимо задавать фазу  $\psi(t) = \int \Delta F_c dt$  в точках отсчета, отстоящих друг от друга на интервал  $t_{дф} \leq \leq 1/2\Delta F_c$ . Число отсчетов фазы сигнала длительностью  $\tau_c$  составит  $N_\psi = 2\Delta F_c \tau_c$ .

При представлении комплексной огибающей радиолокационного сигнала в виде квадратурных составляющих  $u_c(t)$  и  $u_s(t)$  максимальные частоты спектра  $f_{1\max}$  и  $f_{2\max}$  одинаковы ( $f_{1\max} = f_{2\max} = f_{\max}$ ) и, следовательно, выборки должны производиться одновременно и через одинаковые интервалы  $t_{дcs} \leq 1/f_{\max}$ . Так, для простого сигнала со случайной начальной фазой (длительностью  $\tau_c$ )  $f_{\max} = 1/\tau_c$ .

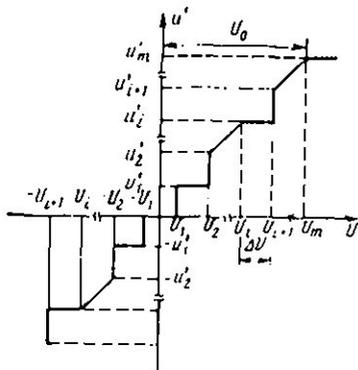


Рис. 1.3

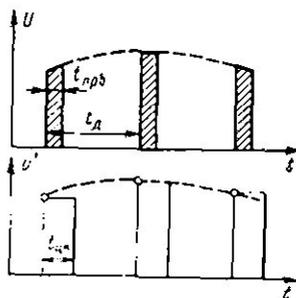


Рис. 1.4

$t_{дс} \leq t_c$ . Для ЛЧМ сигнала со случайной начальной фазой  $f_{\max} \approx \Delta F_c$ . Следовательно,  $t_{дс} \leq 1/f_{\max} \leq 1/\Delta F_c$ , а число парных выборок, приходящееся на длительность сигнала  $t_c$ , составит  $N_{cs} = \Delta F_c t_c$ .

Для фазоманипулированного импульсного сигнала число парных выборок должно быть не менее числа элементов в кодовой последовательности. Если  $t_0$  — длительность элементарного сигнала, то  $t_{дс} \leq t_0$ .

**Элементы теории квантования и цифрового преобразования выборок сигналов.** В цифровых системах обработки радиолокационных сигналов кроме временной дискретизации необходимо производить еще квантование выборочных значений огибающей и фазы или квадратурных составляющих. Соответствующие устройства называются квантователями (квантизаторами).

Амплитудная характеристика квантователя знакопеременных выборок с постоянным шагом изображена на рис. 1.3. Здесь  $U_1, U_2, \dots, U_i, U_{i+1}, U_m$  — пороги квантования ( $U_0$  — уровень ограничения сигнала),  $\Delta u$  — шаг квантования,  $u'_1, u'_2, \dots, u'_m$  — дискретные значения выходного сигнала, отнесенные к середине соответствующего интервала:

$$u'_i = (U_i + U_{i+1}) / 2. \quad (1.8)$$

При квантовании квадратурных составляющих комплексной амплитуды радиолокационных сигналов обычно шаг квантования выбирается из условия  $\Delta u = U_{\min} \leq \sigma_n$ , где  $\sigma_n^2$  — дисперсия собственных шумов приемника. Число уровней квантования будет

$$N_{кв} = (U_{\max} - U_{\min}) / \Delta u = d - 1, \quad (1.9)$$

— где  $d$  — динамический диапазон аналоговой части приемника, а число разрядов двоичного кода для представления выборки определяется из выражения

$$n_p = E[\log_2 (N_{кв} + 1)] = E[\log_2 d], \quad (1.10)$$

где  $E[z]$  означает ближайшее целое, не меньшее  $z$ .

Для характеристики АЦП часто используется соотношение [22], определяющее число **децибел** динамического диапазона **квантуемой** последовательности выборок, приходящееся на один разряд преобразования:

$$v = 20 \log d / n_p = 20 \lg d / E[\log_2 d] \approx 6 / \text{разр}. \quad (1.11)$$

При решении большинства задач обнаружения, измерения параметров и компенсации помех в цифровых системах обработки необходимо многоразрядное ( $n_{кв} = 6 \dots 8$ ) цифровое преобразование выборок входных сигналов. Многоразрядное квантование при большой частоте временной дискретизации сигналов само по себе представляет сложную техническую задачу. Кроме того, увеличение частоты дискретизации и разрядности квантования приводит к существенному усложнению аппаратуры цифровой обработки сигналов. Поэтому наряду с многоразрядными находят применение простейшие (вплоть до двоичных) **квантаторы** и **обнаружители радиолокационных сигналов** [21,22]. Обнаружители двоично квантованных сигналов при умеренных потерях эффективности обеспечивают простоту реализации средствами цифровой вычислительной техники.

**Принципы** построения и основные параметры АЦП. В системах обработки **радиолокационной** информации применяют АЦП напряжения (тока), временных интервалов, **фазы**, частоты и угловых перемещений. Функциональная схема всех АЦП **аналогична**; состоит из блока дискретизации и блока квантования и кодирования выборок. Основными техническими параметрами АЦП являются:

временные параметры, которые определяют быстродействие АЦП (рис. 1.4): период дискретизации  $t_d$ ; время преобразования  $t_{прб}$ , в течение которого входной сигнал непосредственно взаимодействует с АЦП; длительность цикла преобразования  $t_{цк}$ , определяющая задержку между моментом подачи очередного сигнала и моментом выдачи кода;

число разрядов кодирования входного сигнала  $n_{кв}$ ;

тип интегральных микросхем, на которых будет построен АЦП.

Показателями качества (внешними параметрами) АЦП являются:

1. Ошибки цифрового представления квантуемой последовательности. Они включают две различные по природе составляющие: динамическую — ошибку дискретного преобразования и статическую — ошибку единичного отсчета. Первая зависит от характера входного сигнала и временных характеристик АЦП. Основной составляющей этой ошибки является погрешность из-за изменения входной величины в процессе преобразования. Если, например, задаться условием, что входная величина за время  $t_{цк}$  не должна изменяться более чем на шаг квантования  $\Delta u$ , то

$$t_{цк} \leq \Delta u / (v_{u \max}), \quad (1.12)$$

где  $v_{u \max}$  — максимальная скорость изменения дискретизируемой функции. Учитывая далее, что  $t_{цк \max} = t_d$ , можно по выражению (1.12) выбрать период дискретизации  $t_d$ .

Ошибка единичного отсчета обусловлена, во-первых, методической ошибкой квантования входной величины, дисперсия которой определяется выражением  $\sigma_{кв}^2 = \Delta u^2 / 12$ , и, во-вторых, отклонением реальной характеристики квантования от идеальной (рис. 1.3). Если отклонение  $i$ -й границы реальной характеристики от идеальной равно  $\xi_i$ , а входной процесс имеет равномерное распределение мгновенных значений в рабочем диапазоне, то дисперсия статической ошибки квантования

$$\sigma_{кв\sigma}^2 = \frac{\Delta u^2}{12} + \frac{1}{N_{кв}} \sum_{i=1}^{N_{кв}} \xi_i^2. \quad (1.13)$$

2. Характеристики надежности АЦП, причем под надежностью понимается сохранение точности в заданных пределах в течение определенного времени и при заданных внешних условиях. Для оценки надежности АЦП обычно используется вероятность безотказной работы за время  $t$  с учетом действия одного из следующих типов отказов: выход из строя (внезапный отказ), выход погрешностей за заданное значение (постепенный отказ), а также перемежающиеся отказы (сбои). Повышение надежности АЦП достигается за счет избыточности.

3. Группа параметров, ограничивающих потребляемую мощность от источников питания, массу и габариты АЦП, стоимость при серийном изготовлении, технологичность, время разработки и т. д.

Таблица 1.1

Тип ИМС	$n_p$ (включая знак)	$f_{д\max}$ МГц	Время преобразования, мс	Потребляемая мощность, Вт	Дополнительные данные (выход)
1107ПВ1	6	20	100	1,2	ТТЛ
1107ПВ2	8	20	100	3,0	ТТЛ
1107ПВ3	6	100	20	0,85	ЭСЛ

В качестве обобщенного показателя эффективности АЦП можно взять, например, отношение

$$\Gamma = n_{кв} f_{кв} / Q, \quad (1.14)$$

где  $n_{кв} f_{кв} = n_{кв} / t_{д}$  — пропускная способность АЦП;  $Q$  — объем оборудования в условных единицах.

При цифровой обработке широкополосных радиосигналов к АЦП предъявляются высокие требования по пропускной способности и надежности. Для построения таких АЦП применяют методы параллельного преобразования информации из непрерывной формы в дискретную, а также специальную технологию изготовления АЦП в виде больших интегральных схем, конструктивно оформленных в одном корпусе. Основные параметры некоторых отечественных интегральных преобразователей напряжение — код приведены в табл. 1.1.

В качестве примера зарубежных преобразователей можно привести ПНК ТДС 1007J (США) с параметрами:  $n_p = 8$ ,  $f_{д\max} = 30$  МГц,  $t_{прб} = 30$  мс, потребляемая мощность 2,5 Вт.

## 1.2. Цифровая согласованная фильтрация когерентных импульсных сигналов

В соответствии с общей теорией радиолокации оптимальная временная обработка принимаемого на фоне стационарного белого шума сигнала  $u(t)$  сводится к вычислению корреляционного интеграла, который для скалярного вещественного ожидаемого сигнала  $x(t, \alpha)$  с известным параметром  $\alpha$  записывается в виде

$$z(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t, \alpha) u(t) dt. \quad (1.15)$$

Если  $\alpha$  — параметр запаздывания ожидаемого сигнала относительно исходного  $x(t)$ , то

$$z(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \alpha) u(t) dt. \quad (1.16)$$

Выражение (1.16) аналогично интегралу свертки, описывающему реакцию линейного фильтра с импульсной характеристикой  $h(t)$  на сигнал  $u(s)$ :

$$\zeta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-s)u(s)ds. \quad (1.17)$$

Эта аналогия позволяет использовать для вычисления корреляционного интеграла линейный фильтр, импульсная характеристика которого согласована с ожидаемым сигналом. Согласование сводится к выбору соответствующей импульсной характеристики фильтра исходя из условия

$$\zeta(t_0 + \alpha) = z(\alpha) \quad (1.18)$$

Для рассматриваемого случая приема сигнала на фон стационарного белого шума импульсная характеристика согласованного фильтра зеркальна по отношению к ожидаемому сигналу:

$$h(t) = ax(t_0 - t), \quad (1.19)$$

где  $t_0$  — запаздывание максимума сигнала на выходе фильтра, которое для импульсного сигнала должно быть  $t_0 \geq \tau_c$ ;  $a$  — постоянный масштабный множитель.

Если на вход фильтра, согласованного с сигналом  $x(t, \alpha)$ , поступает аддитивная смесь  $u(t)$  сигнала  $x(t, \alpha)$  и шума  $n(t)$ , то напряжение на выходе фильтра при  $t_0 = \tau_c$  в соответствии с (1.18) определяется по формуле

$$\zeta(t) = a \int_{t-\tau_c}^{\infty} u(s)x(\tau_c - t + s)ds. \quad (1.20)$$

В частном случае при  $n(t) = 0$

$$\zeta(t) = a \int_{t-\tau_c}^{\infty} x(s)x(\tau_c - t + s)ds = aR_{xx}(\tau_c - t), \quad (1.21)$$

где  $R_{xx}(\tau_c - t)$  — «автокорреляционная» функция ожидаемого сигнала.

Из выражений (1.20), (1.21) следует, что выходной сигнал согласованного фильтра с точностью до постоянного множителя совпадает с взаимокорреляционной функцией входного и ожидаемого сигналов, а при  $n(t) = 0$  этот сигнал с той же точностью совпадает с «автокорреляционной» функцией ожидаемого сигнала в момент времени  $(\tau_c - t)$ . Энергетическое отношение сигнал-помеха на выходе согласованного фильтра достигает величины, равной  $g^2 = 2E_c/N^2$ , т. е. совпадает с соответствующим отношением при корреляционной обработке [32, 33]. Следовательно, согласованный фильтр — это оптимальное с точки зрения получения максимального отношения сигнал-шум устройство обработки сигналов.

Реализация аналоговых согласованных фильтров сложна, особенно для широкополосных сигналов, кроме того, аналоговые фильтры не допускают перестройки параметров. Поэтому во многих случаях целесообразна реализация операций линейной согласованной фильтрации с помощью цифровых устройств (фильтров).

Цифровым согласованным фильтром называется цифровой фильтр с импульсной характеристикой

$$h(lt_d) = at_d x[(n_c - l)t_d],$$

где  $n_c = T_c/t_d$  — число дискретных элементов ожидаемого сигнала. В дальнейшем для простоты положим  $a = 1/t_d$  и будем считать  $h(lt_d) = x[(n_c - l)t_d]$  ( $l = 0, 1, 2, \dots, n_c - 1$ ).

Из сравнения импульсных характеристик аналогового и цифрового согласованных фильтров (СФ) следует, что принципы их работы в основном совпадают. Отличия выходных характеристик этих фильтров вызваны только дискретизацией входной последовательности и квантованием выборки.

По аналогии с (1.17) алгоритм работы цифрового согласованного фильтра (ЦСФ) может быть представлен в виде

$$\begin{aligned} z(k t_d) &= \sum_{l=0}^{n_c-1} h(l t_d) u[(k-l)t_d] = \\ &= \sum_{l=0}^{n_c-1} x[(n_c-l)t_d] u[(k-l)t_d]. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Цифровые фильтры, реализующие алгоритм (1.22), называют нерекурсивными или фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтрами).

Если в (1.22) произвести замену переменных  $(n_c - l) = i$  и положить  $u[\cdot] = x[\cdot]$ , получим выражение

$$R_{xx}(k t_d) = \sum_{i=1}^{n_c} x[i t_d] x[(k - (n_c - i)) t_d]. \quad (1.23)$$

которое по аналогии с (1.21) называется «автокорреляционной» функцией ожидаемого дискретизованного сигнала. Автокорреляционная функция сигнала на выходе ЦСФ имеет периодический характер по частоте. При малой частоте дискретизации сечения автокорреляционной функции могут перекрываться, что приведет к искажению выходного эффекта. Однако если частота дискретизации выбрана в соответствии с теоремой отсчетов, эти искажения несущественны.

Как следует из (1.23), при поступлении на вход ЦСФ ожидаемой цифровой последовательности  $x[it_d]$  сигнал на его выходе совпадает (с точностью до постоянного множи-

теля  $at_d$ ) с автокорреляционной функцией  $R_{xx}[kt_d]$ . Поскольку автокорреляционная функция симметрична относительно своего максимума  $R_{xx}[0]$ , то выборки последовательности  $\zeta[kt_d]$  на выходе ЦСФ будут сначала возрастать и достигнут максимального значения при  $[kt_d] = [n_c t_d]$ , а затем за время от  $n_c t_d$  до  $2n_c t_d$  спадут до нуля. Огибающая выходной последовательности повторяет огибающую автокорреляционной функции  $R_{xx}[kt_d]$ . Описанное свойство выходных сигналов ЦСФ формально совпадает с хорошо известным свойством аналоговых СФ.

Предельное значение энергии выходного сигнала ЦСФ равно энергии  $E_{x_d}$  входной ожидаемой последовательности  $x[kt_d]$  и достигается при конечной полосе спектра сигнала и частоте дискретизации  $t_d \leq 1/2\Delta f_c$ . Если же спектр сигнала бесконечен, а при дискретизации учитывается некоторая эффективная ширина спектра  $\Delta f_{c, \text{эф}}$ , то имеют место энергетические потери вследствие наложения неучтенных «хвостов» спектра при их взаимном сдвиге на  $k/t_d$ . Эти потери можно учесть, введя дополнительный шум со спектральной плотностью  $\mathcal{N}_{t_d}/2$ .

Входной шум ЦСФ, обусловленный внутренними шумами аппаратуры, представляет собой стационарную случайную последовательность с равномерной в полосе  $1/2t_d \leq \Delta f < 1/2t_d$  спектральной плотностью  $\mathcal{N}_{o_d}/2$ , которая зависит от частоты дискретизации.

На выходе ЦСФ корреляционная функция дискретного шума определяется выражением [7]

$$R_w(mt_d) = (\mathcal{N}_{o_d}/2) \zeta[(n_c - m)t_d],$$

т. е. с точностью до постоянного коэффициента совпадает по форме с выходной ожидаемой последовательностью  $\zeta[kt_d]$ . При этом средняя мощность флюктуационных помех  $\sigma_w^2 = R_w(0) = (\mathcal{N}_{o_d}/2) E_{x_d}$ . Энергетическое отношение сигнал-шум  $q_d^2 = 2E_{x_d}/(\mathcal{N}_{o_d} + \mathcal{N}_{t_d})$ . Это выражение показывает, что при цифровой согласованной фильтрации возможны потери в энергетическом отношении сигнал-шум, обусловленные особенностями его работы. Эти потери зависят от частоты дискретизации.

Цифровые согласованные фильтры для свертки сигналов во временной области. Так как применяемые радиолокационные сигналы узкополосные, то реализация ЦСФ должна производиться в двух квадратурных каналах.

Квадратурные составляющие входного сигнала в дискретные моменты времени  $kt_d$  обозначим  $u_c[k]$  и  $u_s[k]$ .

Тогда комплексную огибающую входного сигнала можно представить в виде

$$\dot{U}[k] = u_c[k] - ju_s[k]. \quad (1.24)$$

По аналогии с (1.24) комплексную огибающую сопряженной импульсной характеристики ЦСФ представим в виде

$$\dot{H}^*[k] = h_c[k] + jh_s[k].$$

Тогда сигнал на выходе ЦСФ с точностью до постоянного множителя  $t_x/2$  определяется по формуле

$$\begin{aligned} Z[k] = \zeta_c[k] + j\zeta_s[k] = \sum_{l=0}^{n_c-1} (u_c[k-l] - ju_s[k-l]) \times \\ \times [(h_c(n_c-l) + jh_s(n_c-l))], \end{aligned}$$

или, заменяя, как и в (1.23),  $(n_c-l) = i$ , получим:

$$\dot{Z}[k] = \sum_{i=1}^{n_c} (h_c[i] + jh_s[i])(u_c[k - (n_c - i)] - ju_s[k - (n_c - i)]). \quad (1.25)$$

Квадратурные составляющие выходного сигнала ЦСФ:

$$\begin{aligned} \zeta_c[k] = \sum_{i=1}^{n_c} h_c[i] u_c[k - (n_c - i)] + \\ + \sum_{i=1}^{n_c} h_s[i] u_s[k - (n_c - i)] = \zeta_{cc}[k] + \zeta_{ss}[k], \end{aligned} \quad (1.26)$$

$$\begin{aligned} \zeta_s[k] = \sum_{i=1}^{n_c} h_s[i] u_c[k - (n_c - i)] - \\ - \sum_{i=1}^{n_c} h_c[i] u_s[k - (n_c - i)] = \zeta_{sc}[k] - \zeta_{cs}[k]. \end{aligned} \quad (1.27)$$

Дальнейшая конкретизация алгоритмов ЦСФ определяется видом свертываемых сигналов. Так, для ЛЧМ сигнала с прямоугольной огибающей  $x(t) = \sin(2\pi f_0 t + \beta t^2)$ , где  $0 < t \leq \tau_c$ ;  $\beta = \pi \Delta F_c / \tau_c = \text{const}$ ;  $\Delta F_c$  — девиация частоты сигнала, комплексная огибающая  $X(t) = \sin \beta t^2 - j \cos \beta t^2$ . Следовательно, квадратурные составляющие входного сиг-

нала в дискретные моменты времени  $[k - (n_c - i)] t_d$  можно представить в виде

$$\begin{aligned} u_c[k - (n_c - i)] &= \sin \beta [k - (n_c - i)]^2 + v_c[k], \\ u_s[k - (n_c - i)] &= \cos \beta [k - (n_c - i)]^2 + v_s[k], \end{aligned}$$

где  $v_c$  и  $v_s$  — квадратурные составляющие помехи. В этом случае комплексная огибающая импульсной характеристики ЦФ

$$\dot{H}(t) = \dot{X}^*(\tau_c - t) = \sin [\beta(\tau_c - t)^2] + j \cos [\beta(\tau_c - t)^2],$$

а ее квадратурные составляющие в дискретные моменты времени  $it_d$

$$h_c \qquad \qquad \qquad 2.$$

Квадратурные составляющие выходного сигнала:

$$\begin{aligned} \zeta_{cc}[k] &= \sum_{i=1}^{n_c} \sin \beta [i]^2 u_c[k - (n_c - i)], \\ \zeta_{ss}[k] &= \sum_{i=1}^{n_c} \cos \beta [i]^2 u_s[k - (n_c - i)], \\ \zeta_{sc}[k] &= \sum_{i=1}^{n_c} \cos \beta [i]^2 u_c[k - (n_c - i)], \\ \zeta_{cs}[k] &= \sum_{i=1}^{n_c} \sin \beta [i]^2 u_s[k - (n_c - i)]. \end{aligned} \quad (1.28)$$

$$\zeta_c[k] = \zeta_{cc}[k] + \zeta_{ss}[k], \quad \zeta_s[k] = \zeta_{sc}[k] - \zeta_{cs}[k].$$

Структурная схема реализации алгоритма (1.28) приведена на рис. 1.5. В схему входят четыре свертывающих блока для вычисления  $\zeta_{cc}$ ,  $\zeta_{ss}$ ,  $\zeta_{sc}$ ,  $\zeta_{cs}$  и два сумматора.

Для бинарного фазокодоманипулированного (ФКМ) сигнала длительностью  $\tau_c = N_c \tau_0$  ( $N_c$  — число элементарных сигналов длительностью  $\tau_0$ )

$$\dot{X}(t) = \sum_{i=1}^{N_c} \dot{X}_i(t), \quad \dot{X}_i(t) = e^{j\theta_i t}.$$

Для бинарного сигнала  $\theta_i = 0, \pi$

$$\dot{X}_i(t) = \eta[i] = \pm 1.$$

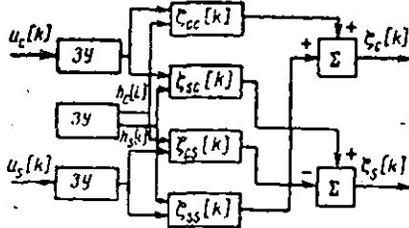


Рис. 1.5

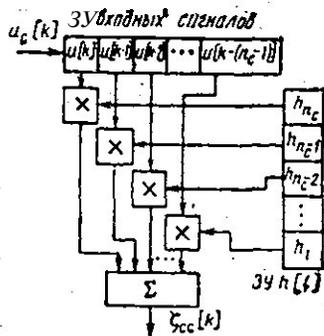


Рис. 1.6

Следовательно, дискретизованная импульсная характеристика согласованного с ФКМ сигналом фильтра имеет вид

$$h[i] = \eta[N_c - i],$$

а квадратурные составляющие выходного сигнала ЦСФ

$$zeta_c[k] = \sum_{i=1}^{N_c} h[i] u_c[k - (N_c - i)],$$

(1.29)

$$zeta_s[k] = \sum_{i=1}^{N_c} h[i] u_s[k - (N_c - i)].$$

Таким образом, в схему ЦСФ для ФКМ сигнала входят только два свертывающих устройства, причем свертка на каждом такте, **равном** длительности элементарного импульса  $t_0$ , состоит в суммировании выборок амплитуд квадратурных составляющих сигнала на позициях со знаками, определяемыми значениями  $h[i] = \pm 1$  в соответствии с принятым кодом фазовой манипуляции. Реализация такого фильтра не вызывает принципиальных затруднений.

Возвратимся теперь снова к общей структурной схеме алгоритма ЦСФ (рис. 1.5) и рассмотрим возможности его реализации во **временной** области, т. е. непосредственно по формуле (1.28), для сжатия ЛЧМ сигнала. Как видно из рис. 1.5, для реализации ЦСФ потребуются четыре свертывающих устройства, каждое из которых в процессе вычисления одного  $(k-t_0)$  значения выходного сигнала (т. е.

за время одного периода дискретизации входного сигнала ( $t_d$ ) должно выполнять  $n_c$  умножений и  $n_c - 1$  сложений  $n_{\text{кв}}$ -разрядных чисел.

Оценим требуемое быстродействие [умн./с] свертывающего устройства (только по операциям умножения) для наиболее распространенного случая согласованной фильтрации ЛЧМ сигналов при частоте дискретизации  $f_d = \Delta F_c$  и длительности сигнала  $n_c$ :  $V_{\text{треб}} = n_c \Delta F_c$ . Например, при  $n_c = 100$ ,  $\Delta F_c = 5 \cdot 10^6$  Гц требуемое быстродействие должно быть  $V_{\text{треб}} = 5 \cdot 10^8$  умн./с. Следовательно, в рассматриваемом случае непосредственная реализация свертки с помощью обычных цифровых средств последовательного действия нереальна. Необходимо применять специальные способы организации вычислений. Во-первых, можно использовать тот факт, что задача свертки обладает естественным параллелизмом, позволяющим вычисление  $n_c$  попарных произведений  $h[i]u[k - (n_c - i)]$  ( $i = 1, \dots, n_c$ ) производить одновременно с помощью  $n_c$  параллельных умножителей с последующим суммированием частных произведений (рис. 1.6). В этом случае каждый умножитель должен иметь быстродействие  $V_{\text{треб}} = \Delta F_c = 5 \cdot 10^6$  умн./с, т. е. одно умножение за 40 нс. Такое быстродействие уже можно обеспечить с помощью специальных умножителей на больших интегральных схемах (БИС).

Другим примером реализации ускоренной свертки является применение спецвычислителя (спецпроцессора), в котором для хранения заранее рассчитанных результатов поразрядных умножений используется постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), а в качестве адресов выборки этих результатов используются коды сомножителей [26]. Рассмотрим более подробно принцип свертки в спецпроцессоре с ПЗУ. Для упрощения выкладок операцию свертки представим в виде

$$\zeta = \sum_{i=1}^N h_i u_i, \quad (1.30)$$

где  $h_i$  — весовые коэффициенты (элементы импульсной характеристики фильтра);  $u_i$  — выборки входных сигналов;  $N$  — объем выборки.

Пусть входные сигналы масштабированы так, что  $|u_i| < 1$ , и представлены в  $n$ -разрядном дополнительном коде с фиксированной запятой. Тогда выражение (1.30)

можно представить в виде

$$\zeta = \sum_{i=1}^N h_i \left( \sum_{k=1}^{n_i} u_i^{(k)} 2^{-k} - u_i^{(0)} \right), \quad (1.31)$$

где  $u_i^{(k)}$  — значение (0 или 1)  $k$ -го разряда  $i$ -й выборки сигнала.

Выражение (1.31) можно также представить в виде

$$\sum_{k=1}^{n-1} \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N$$

Введем функцию  $f_k$  с  $N$  двоичными аргументами в следующем виде:

$$f_k(u_1^{(k)}, u_2^{(k)}, \dots, u_N^{(k)}) = \sum_{i=1}^N h_i u_i^{(k)}.$$

Тогда соотношение (1.32) примет вид

$$\zeta = \sum_{k=1}^{n-1} 2^{-k} f_k(u_1^{(k)}, u_2^{(k)}, \dots, u_N^{(k)}) - f_0(u_1^{(0)}, u_2^{(0)}, \dots, u_N^{(0)}). \quad (1.33)$$

Так как аргументы функции  $f_k(\cdot)$  могут принимать значения 0 или 1, то сама функция характеризуется конечным числом  $2^N$  своих значений, которые можно вычислить заранее и записать в ПЗУ. Теперь значения двоичных разрядов входных сигналов  $u_1^{(k)}, u_2^{(k)}, \dots, u_N^{(k)}$  можно использовать для адресации ПЗУ с целью выбора **соответствующего** значения функции  $f_k(\cdot)$ . В дальнейшем эти значения используются для вычисления  $\zeta$  по формуле (1.33).

Таким образом, свертку  $\zeta$  можно получить с помощью  $n$  операций обращения к памяти,  $n-1$  операций сложения и одной операции вычитания (для  $k=0$ ), причем число операций не зависит от объема выборки  $N$ , а определяется только разрядностью квантования входных сигналов. Упрощенная структурная схема спецпроцессора для реализации свертки в соответствии с выражением (1.33) представлена на рис. 1.7.

Последовательность (пачка) входных сигналов **почередно** сдвигается в регистрах сдвига  $\text{Prc1} \dots \text{Prc}N$  начиная с младшего значащего разряда. Сначала значения  $u_i^{(n-1)}$  на выходе каждого регистра сдвига используются в качестве адреса для выбора из ЗУ **соответствующего** значения  $f_{n-1}(\cdot)$ . Это значение загружается в регистр  $\text{Prl}$  и при-

бавляется к содержимому регистра  $Pr2$  (нулевому, на первом шаге), а результат записывается в регистр  $Pr3$ . На следующем такте выбирается следующее значение  $f_{(n-2)}(\cdot)$ , а содержимое регистра  $Pr3$  (предыдущая сумма) поступает в  $Pr2$  со сдвигом на один разряд вправо, что соответствует умножению на  $1/2$ . Содержимое регистра  $Pr1$ , равное  $f_{n-2}(\cdot)$ , складывается с содержимым регистра  $Pr2$ , равным  $f_{n-1}(\cdot)/2$ , в результате образуется очередной частный результат. Такая операция повторяется  $n$  раз, причем на последнем шаге функция  $f_0(\cdot)$  вычитается из накопленной суммы, так что после  $n$  тактов в регистре  $Pr3$  будет находиться окончательный результат свертки в соответствии с выражением (1.33).

Как видим, реализация рассмотренной схемы ускоренной свертки не вызывает затруднений для малых  $N=10 \dots 12$ . При увеличении  $N$  требуемая емкость ПЗУ становится слишком большой (при  $N=15$   $Q_{ПЗУ}=32\,798$  слов) и время выборки существенно увеличивается. Уменьшение емкости памяти можно добиться, расчленив процесс вычислений на ряд этапов с последующим суммированием результатов. Если, например, представить  $N=LM$ , то выражение (1.30) можно записать в виде

$$\begin{array}{ccc}
 L & 2L & ML \\
 i=1 & i=L+1 & i=(M-1)L+1
 \end{array}$$

Каждую частную сумму можно вычислить описанным выше способом. Для этого необходимо иметь  $M$  различных

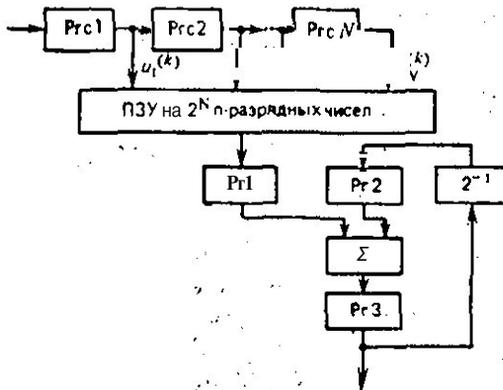


Рис. 1.7

функций  $f(\cdot)$  с  $L$  двоичными аргументами. При этом  $Q_{\text{ПЗУ}} = 2^L M$  вместо  $2^N = 2^M \cdot 2^L$  без расчленения процесса вычислений.

**Цифровой согласованный фильтр для свертки сигналов в частотной области.** Рассмотрим теперь особенности дискретной свертки типа согласованной фильтрации в частотной области. В соответствии с теорией дискретного представления непрерывных функций, ограниченных во времени или частоте, функция  $u(t)$ , представленная последовательностью отсчетов  $\{u[i]\}$  ( $i=0, 1, 2, \dots, n-1$ ), может быть отображена в частотную область с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которое для каждого  $k=0, 1, 2, \dots, n-1$  имеет вид

$$F_u(k) = \sum_{i=0}^{n-1} u[i] e^{-j2\pi ik/n} = \sum_{i=0}^{n-1} u[i] W_n^{ik}, \text{ где } W_n = e^{-j2\pi/n},$$

и, наоборот, любая функция, представленная ограниченным дискретным спектром  $\{F_u[k]\}$  ( $k=0, 1, 2, \dots, n-1$ ), может быть восстановлена во временной области с помощью обратного ДПФ (ОДПФ) по формуле

$$u[i] = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} F_u[k] e^{j2\pi ki/n} = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} F_u[k] W_n^{-ik}.$$

Заметим, что число дискретных элементов функции  $u(t)$  одинаково при ее представлении как во временной, так и в частотной области.

Свертка последовательностей в частотной области сводится к умножению результатов их ДПФ. Для этого необходимо предварительно осуществить два прямых преобразования Фурье — для свертываемой последовательности отсчетов и последовательности отсчетов импульсной характеристики свертывающего фильтра. Если после свертки необходимо снова перейти во временную область, потребуется осуществить ОДПФ последовательности спектральных составляющих свертки.

Для комплексных функций (сигналов) алгоритм операции ДПФ — свертка — ОДПФ:

$$F_H[k] = \sum_{i=0}^{n-1} H[i] W_n^{ik}, \quad k=0, 1, 2, \dots, n-1, \quad (1.34)$$

где  $\mathbf{H}[i]$  — последовательность отсчетов комплексной импульсной характеристики свертывающего фильтра,

$$2. \dot{F}_U[k] = \sum_{i=0}^{l-1} \dot{U}[i] W_l^{ik}, \quad (1.35)$$

где  $\dot{U}[i]$  — последовательность комплексных выборок входной (свертываемой) функции.

$$3. \dot{F}_\zeta[k] = \dot{F}_H[k] \dot{F}_U[k], \quad k = 0, 1, \dots, l+n-1. \quad (1.36)$$

$$4. \zeta[i] = \frac{1}{l+n} \sum_{k=0}^{l+n-1} \dot{F}_\zeta[k] W_{l+n}^{-ik}, \quad i = 0, 1, \dots, l+n-1. \quad (1.37)$$

Принципиальной особенностью рассматриваемого алгоритма является режим групповой обработки, когда анализу подвергается массив входных данных длиной  $l \geq n$ . Результат свертки имеет длину  $l+n-1$ .

При решении задачи согласованной фильтрации радиосигналов импульсная характеристика СФ неизменна (по крайней мере для зондирующих сигналов одного типа). Поэтому ее ДПФ производится заранее и записывается в ЗУ соответствующего вычислителя. В процессе же свертки необходимо осуществлять одно прямое и одно обратное ДПФ.

Необходимо также иметь в виду, что свертываемая последовательность в задачах обработки радиосигналов имеет длину  $L$ , соответствующую длине развертки дальности РЛС, которая значительно больше длины свертывающей последовательности, равной длине  $n_{\text{иХ}}$  импульсной характеристики СФ (в соответствии с § 1.1  $n_{\text{иХ}} = n_{\text{с}}$  числу дискретных элементов ожидаемого сигнала). Одновременная свертка таких последовательностей слишком трудоемка. Поэтому обычно входную последовательность делят на блоки, длиной  $l$  каждый, так что элемент  $p$ -го блока образуется из общей последовательности  $\dot{U}[i]$  ( $i=0, 1, 2, \dots, L$ ) по правилу

$$\text{ВД} = \dot{U}[i + pl], \quad p = 0, 1, 2, \dots, E[L/l],$$

где  $E[\cdot]$  — целая часть отношения в квадратных скобках.

Для каждого блока входных данных длиной  $l$  вычисляется  $(l+n-1)$ -точечное ДПФ. Для свертывающей последовательности импульсной характеристики СФ также предварительно должны быть получены и запомнены состав-

ляющие  $(l+n-1)$ -точечного ДПФ. Свертка в частотной области для каждого блока получается перемножением ДПФ свертываемой и свертывающей последовательностей в  $l+n-1$  точках. Для вычисления свертки во временной области производится ОДПФ. Длина полученной при этом последовательности  $\xi_p[i]$  равна  $l+n-1$ , причем соседние последовательности  $\xi_p[i]$  и  $\xi_{p+1}[i]$  перекрываются в  $n-1$  точках, так что верными будут только  $l$  значений последовательности. В дальнейшем, чтобы получить верные результаты для  $\xi[i]$  во всех точках, применяется суммирование перекрывающихся частных последовательностей.

В процессе проектирования возникает задача выбора оптимального по критерию минимума времени свертки значения  $l$  при фиксированном  $n$ . При малых значениях  $n_{\text{нх}} \leq 100$  выполняется соотношение  $l_{\text{опт}} \approx 5n_{\text{нх}}$  [4].

Рассмотрим теперь вопрос о трудоемкости реализации ЦСФ в частотной области. Преобразование Фурье (прямое или обратное) требует для получения  $l+n-1$  частотных (временных) выборок  $(l+n-1)^2$  операций умножения комплексных чисел и, кроме того,  $l+n-1$  операций комплексного суммирования. Полное же число операций с учетом перехода после свертки во временную область составляет  $2(l+n-1)^2 + (l+n-1)$  комплексных умножений и  $2(l+n-1)$  комплексных сложений. При этом получаем выборку выходных данных длиной  $l$ . Для получения такой же выборки выходных данных во временной области потребуются  $l^2$  операций комплексного умножения и  $l-1$  операций комплексного сложения. Следовательно, свертка в частотной области более трудоемка, чем во временной (примерно в 8 раз, если  $l \approx n_{\text{нх}}$ ) и применять ее в рассмотренном виде для согласованной фильтрации сигналов нецелесообразно.

Существенно уменьшить число операций при свертке в частотной области можно, применив специальные алгоритмы ДПФ, получившие название алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ). (Подробное описание алгоритмов БПФ см. в [5, 26, 29] и др.) Здесь рассмотрим принцип построения алгоритма БПФ с прореживанием во времени по основанию 2 действительной последовательности.

Пусть последовательность  $\{u[i]\}$ , подлежащая ДПФ, имеет длину  $M$ , соответствующую целой степени числа 2, т. е.  $M=2^m$ . Эта исходная последовательность может быть разложена на две части по правилу

$$u_{\text{ч}}[i] = u[2i], \quad u_{\text{нч}}[i] = u[2i+1], \quad i=0, 1, \dots, M/2.$$

Последовательность  $u_q[i]$  содержит элементы исходной последовательности с четными номерами, а последовательность  $u_{nq}[i]$  — с нечетными. Длина каждой последовательности  $M/2$ . Полученные в результате разложения последовательности снова разлагаются на две части до тех пор, пока будет получено  $M/2$  двухточечных последовательностей. Число шагов разложения  $m = \log_2 M$ .

Суть алгоритма, БПФ с прореживанием во времени состоит в том, что ДПФ последовательности длиной  $l > 2$  вычисляется путем комбинации результатов ДПФ двух последовательностей длиной  $l/2$ . В соответствии с этим в процессе реализации алгоритма БПФ  $M$ -точечной последовательности сначала производится  $M/2$  ДПФ двухточечных последовательностей, затем полученные преобразования объединяются с целью получения  $M/4$  четырехточечных, затем  $M/8$  восьмиточечных и т. д. до тех пор, пока после  $m$  шагов будет получено преобразование длиной  $M$ . Вычисление преобразований производится по формулам

$$F[k] = F_q[k] + W_M^k F_{nq}[k], \quad k = 0, 1, \dots, M/2 - 1, \quad (1.38)$$

$$F[k + M/2] = F_q[k] - W_M^k F_{nq}[k],$$

где

$$F_q[k] = \sum_{i=0}^{M/2-1} u_q[i] W_{M/2}^{ik},$$

$$F_{nq}[k] = \sum_{i=0}^{M/2-1} u_{nq}[i] W_{M/2}^{ik}$$

— ДПФ четной и нечетной последовательности;  $W_M^k = (W_M)^k$  —  $k$ -я степень множителя  $W_M$  (называемого поворачивающим).

Для графического представления алгоритма БПФ используются направленные графы, в которых применяются следующие обозначения [26]: точка (кружок) означает операцию сложения-вычитания, причем сумма появляется в верхней выходной ветви, а разность — в нижней выходной ветви, стрелка на ветви — операцию умножения на константу, записанную над стрелкой (при отсутствии стрелки константа равна единице). Направленный граф для восьмиточечного БПФ с прореживанием во времени по основанию 2 представлен на рис. 1.8. Порядок задания входных данных на этом графе получен с помощью про-

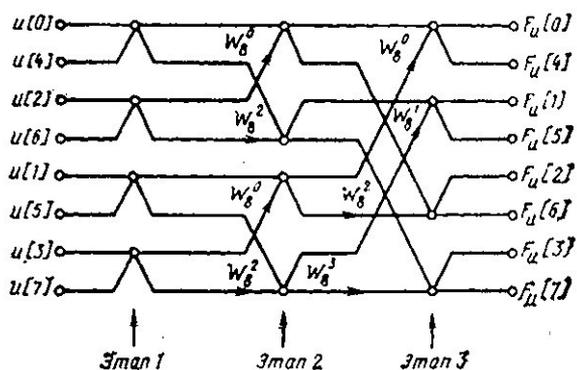


Рис. 1.8

цедуры двоичной инверсии чисел 0, 1, ..., 7. Это упрощает изображение графа и позволяет получить входную последовательность в естественном порядке ( $F_0, F_1, F_2, F_3$  — в верхних выходных ветвях, а  $F_4, F_5, F_6, F_7$  — в нижних выходных ветвях). Как видно из рисунка, восьмиточечное БПФ осуществляется за три этапа.

На 1-м осуществляется 4 двухточечных ДПФ, причем при вычислении учитывается, что  $W_2 = e^{-j\pi} = -1$ . Поэтому операции умножения отсутствуют и в соответствии с (1.37)

$$F[0] = F_{\text{ч}}[0] + F_{\text{нч}}[0], \quad F[1] = F_{\text{ч}}[0] - F_{\text{нч}}[0].$$

На 2-м этапе две пары двухточечных БПФ объединяются в 2 четырехточечных по формулам (1.38), а на 3-м этапе по этим же формулам полученные 2 четырехточечных — в восьмиточечное. В общем случае число этапов  $m = \log_2 M$ . На каждом этапе, кроме 1-го, производится  $M/2$  комплексных умножений и  $M$  комплексных сложений. Поэтому для вычисления  $M$ -точечного БПФ требуется  $(M/2) \log_2 M$  комплексных умножений и  $M \log_2 M$  комплексных сложений.

Ранее было показано, что при вычислении прямого ДПФ требуется  $M^2$  комплексных умножений и  $M$  комплексных сложений. Выигрыш в реализации БПФ по сравнению с прямым ДПФ по числу операций умножения составит

$$\nu = \frac{M^2}{(M/2) \log_2 M} = \frac{2M}{\log_2 M}$$

Например,  $\nu \approx 200$  при  $M = 1024$ ,  $\nu \approx 21$  при  $M = 128$ .

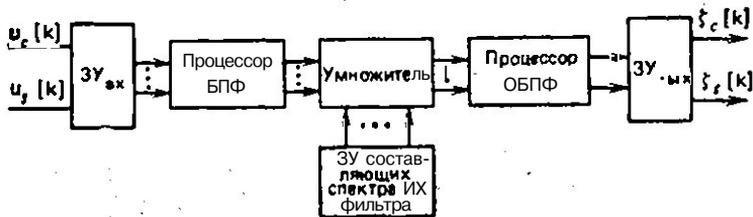


Рис. 1.9

Вернемся к вопросу реализации согласованной фильтрации радиосигналов в частотной области с учетом применения алгоритма БПФ. Структурная схема соответствующего вычислительного устройства представлена на рис. 1.9. Состав схемы и назначение блоков ясны из рисунка. Необходимо только отметить, что на вход процессора прямого БПФ одновременно поступают две квадратурные составляющие, которые вместе образуют комплексный сигнал, подлежащий преобразованию: БПФ — комплексное умножение — ОБПФ. Поэтому входное ЗУ, выходное ЗУ и все промежуточные регистры должны иметь двойную длину разрядной сетки.

Для согласованной фильтрации сигналов необходимо выполнить одно прямое БПФ, одно обратное БПФ и перемножение  $(2 \times M)$ -точечных комплексных чисел. В дальнейшем принимаем  $M = l + n - 1$ . Так как основное время работы рассматриваемого вычислительного устройства тратится на комплексные умножения, число операций свертки представим в виде

$$N_{\text{вв}} = 2[(M/2) \log_2 M] + M = M[1 + \log_2 M].$$

Число этих операций, приходящееся на одну пару квадратурных составляющих выходного сигнала, составит

$$N_{\text{вв}}/l = M[1 + \log_2 M]/l.$$

При прямом вычислении во временной области число комплексных умножений на одну выходную выборку равно  $n$  (при  $l = n$ ). Следовательно, выигрыш в числе операций комплексного умножения при применении прямого БПФ

$$K_{\text{БПФ}} = n^2/M[1 + \log_2 M] = n/2[1 + \log_2 3Д].$$

Расчеты по этой формуле показывают, что выигрыш  $K_{\text{БПФ}} > 1$  только при  $l \geq 12$ , но при  $l = 2048$   $K_{\text{БПФ}} = 85$ .

Таким образом, существенный выигрыш в числе операций комплексного умножения при применении БПФ можно получить **только** при свертке длинных последовательностей.

Оценим теперь требуемую емкость памяти для реализации СФ с применением алгоритма БПФ. При использовании одних и тех же ячеек накопителя в прямом и обратном БПФ и буферного накопителя для накопления выходного сигнала (см. рис. 1.9) емкость памяти фильтра составит  $Q = 3M + l$  комплексных чисел, из них:  $M$  ячеек для накопления выборок входной последовательности,  $M$  ячеек для БПФ (прямого и обратного),  $M$  ячеек для хранения спектральных составляющих ИХ фильтра,  $l$  ячеек для хранения выходной последовательности. **Следовательно**, при  $l = n$ ,  $M = 2n$  емкость памяти  $Q = 7n$ . Таким образом, при фильтрации в частотной области с применением алгоритма БПФ требуется существенно большая емкость памяти, чем при прямой свертке в частотной области.

Скорость свертки можно значительно увеличить, применив поточную структуру алгоритма БПФ. В этом случае процессор с БПФ содержит  $(M/2) \log_2 M$  арифметических устройств, работающих параллельно. Каждое арифметическое устройство выполняет операции преобразования на одном из этапов БПФ. При этом в пределе может быть получено сокращение времени вычислений  $\log_2 M/2$  раз [28]. Поточная организация БПФ потребует дополнительной памяти в виде межкаскадных регистров задержки.

Некоторые **результаты** анализа **цифровых согласованных фильтров**. На начальном этапе проектирования в первую очередь необходимо выбрать такие параметры ЦСФ, как частота временной дискретизации сигнала  $t_d$  и разрядность представления амплитуд выборок  $N_{\text{кв}}$ . От выбора этих параметров в основном зависят характеристики качества фильтрации, а также требования к вычислительным средствам для реализации ЦСФ.

Соответствующие рекомендации могут быть получены при анализе вариантов построения ЦСФ методом имитационного моделирования на универсальной ЭВМ. Ниже приводятся некоторые полученные результаты моделирования для одного типа сигналов (ЛЧМ сигнал с  $\Delta F_c = 5 \text{ МГц}$ ).

1. С точки зрения теоремы отсчетов предельным является период временной дискретизации ЛЧМ сигналов, выбираемый из условия  $t_{d \text{ max}} = 1/\Delta F_c$  в каждом квадратурном канале (см. § 1.1). На рис. 1.10 штриховой линией показан выходной сигнал ЦСФ при различных  $t_d$  в некоторой достаточно широкой окрестности по отношению к положению максимума пика сжатого сигнала. Выходной сигнал (при  $t_d = -1/\Delta F_c$ ) представлен в области основного лепестка только одной точкой (точка  $a$  на рис. 1.10). Ширина основного лепестка у основания  $2/\Delta F_c$ ; в целом выходной сигнал имеет большие (с амплитудой около 0,5 основного пика) боковые лепестки, что явно нежелательно. При  $t_d = 1/2\Delta F_c$ , т. е. при частоте дискретизации, в два раза превышающей

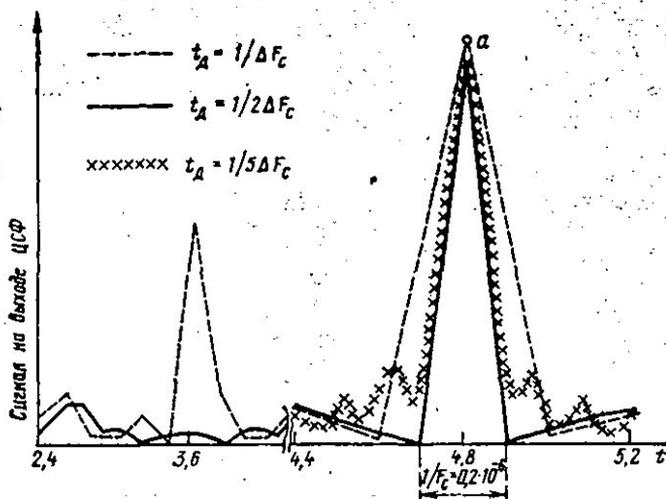


Рис. 1.10

предельную, на длительность основного пика приходится два отсчета, ширина его у основания  $1/\Delta F_c$ . Резко сократился уровень боковых лепестков во всей окрестности сигнала. При  $t_d = 1/5\Delta F_c$  выходной сигнал ЦФ близок по структуре к выходному сигналу аналогового СФ.

Из анализа приведенных на рис. 1.10 результатов моделирования следует, что при цифровой согласованной фильтрации частота дискретизации сигналов должна быть по крайней мере в два раза выше предельной ( $f_d \geq 2\Delta F_0$ ). Однако необходимо иметь в виду, что увеличение частоты дискретизации приводит к резкому усложнению реализации ЦФ по требуемому быстродействию и емкости памяти вычислительных средств.

Поэтому в процессе проектирования рекомендуется выбирать  $f_d = (2 \dots 3)\Delta F_c$ .

3. Существенное влияние на выходные характеристики ЦФ оказывает разрядность квантования выборок входных сигналов. Результаты моделирования по исследованию влияния разрядности квантования на отношение амплитуд выходных сигналов ЦФ  $A(n_{кв})/A(\infty)$  при ограниченном числе разрядов квантования  $n_{кв}$  и без квантования ( $n_{кв} = \infty$ ) (рис. 1.11) показывают, что влияние квантования на амплитуду пика сигнала на выходе ЦФ становится незначительным при  $n_{кв} > 10 \dots 12$  разрядах. Такое число разрядов квантования может быть рекомендовано при проектировании ЦФ.

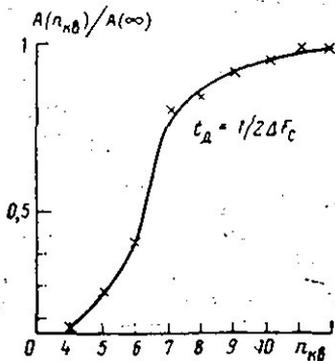


Рис. 1.11

## Глава 2. АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ МЕЖПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

### 2.1. Алгоритмы цифровой селекции движущихся целей

**Принципы построения и показатели эффективности ЦСДЦ.** При приеме в условиях коррелированных пассивных помех первоначальная оптимальная обработка пачки из  $N$  когерентных импульсных сигналов сводится к  $\nu$ -кратному ( $\nu \leq N$ ) череспериодному вычитанию (ЧПВ) комплексных огибающих импульсов пачки с последующим накоплением нескомпенсированных остатков. Процедура череспериодного вычитания (компенсации) неподвижных коррелированных помех позволяет выделить движущиеся относительно РЛС цели и обычно называется селекцией движущихся целей.

До недавнего времени селекция движущихся целей осуществлялась с помощью аналоговых радиотехнических устройств (линий задержки, аналоговых фильтров и др.). На современном этапе для компенсации пассивных помех широкое распространение получили цифровые селекторы движущихся целей (ЦСДЦ), в состав которых входят цифровые запоминающие устройства (ЗУ) и цифровые фильтры [68].

При разработке и оценке эффективности ЦСДЦ необходимо иметь в виду следующие особенности:

при использовании в ЦСДЦ числе разрядов квантования амплитуд выборок ( $n_{кв} \geq 8$ ) ошибки квантования приближенно представляются как белый шум, который добавляется к шумам аппаратуры, поэтому синтез ЦСДЦ проводится по аналоговому прототипу — путем «оцифровки» известных аналоговых алгоритмов;

квантование амплитуд выборок приводит к дополнительным потерям при компенсации пассивных помех по сравнению с аналоговыми СДЦ.

**ЦСДЦ могут быть двухканальными и одноканальными.** Логическая схема алгоритма двухканальной ЦСДЦ представлена на рис. 2.1. Здесь сигналы квадратурных составляющих после согласованной фильтрации поступают на входы двух аналогичных цифровых фильтров, реализующих операции ЧПВ. При однократном вычитании (ЧПВ-1) выходные сигналы квадратурных каналов фильтра (для каждого  $kt_d$ )

$$Z_c[i] = \zeta_c[i] - \zeta_c[i-1]; \quad Z_s[i] = \zeta_s[i] - \zeta_s[i-1].$$

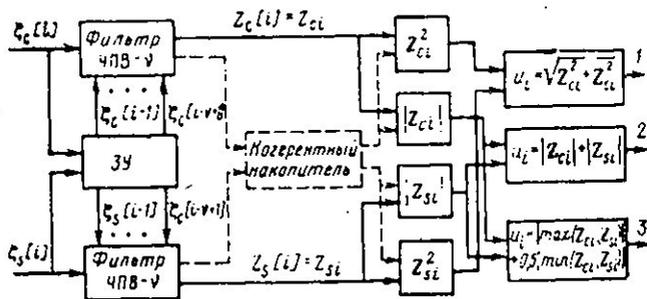


Рис. 2.1

Аналогично могут быть получены выражения для выходных сигналов фильтра с ЧПВ-У любой кратности ( $\nu=2, 3, \dots$ ). Необходимо только иметь в виду, что здесь производятся операции над сигналами, полученными в одном и том же интервале временной дискретизации, а индекс  $i$  обозначает текущее значение периода зондирования. В дальнейшем сигналы  $Z_c[i]$  и  $Z_s[i]$  либо сначала разделяются, накапливаются, а затем объединяются, либо сначала объединяются, а затем проходят операцию некогерентного накопления перед подачей на вход решающей схемы. Возможные способы объединения сигналов квадратурных каналов показаны на рис. 2.1 (выходы 1, 2 и 3).

Одноканальная схема ЦСДЦ может быть получена из двухканальной, если в схеме на рис. 2.1 использовать только один квадратурный канал (например, косинусный). В этом случае схема ЦСДЦ значительно упрощается, однако имеют место дополнительные потери в пороговом отношении сигнал-помеха.

При оценке эффективности ЦСДЦ в инженерной практике наиболее часто используют следующие показатели:

1. Коэффициент подавления помехи  $K_{пд}$ , который определяется как отношение мощностей пассивной помехи на входе и выходе системы компенсации:

$$K_{пд} = \frac{P_{пп\ вх}}{P_{пп\ вых}} = \frac{\sigma_{пп\ вх}^2}{\sigma_{пп\ вых}^2} \quad \text{при} \quad \sigma_{пп\ вх}^2 \gg \sigma_{ш}^2, \quad (2.1)$$

где  $P_{пп\ вх}$  ( $\sigma_{пп\ вх}^2$ ) — мощность (дисперсия) пассивной помехи на входе системы компенсации;  $P_{пп\ вых}$  ( $\sigma_{пп\ вых}^2$ ) — мощность (дисперсия) некомпенсированных остатков пассивной помехи;  $\sigma_{ш}^2$  — дисперсия внутренних шумов.

2. Коэффициент подпомеховой видимости  $K_{пв}$ , который для случая линейной межпериодной компенсации пассивных помех определяется в виде

$$K = \frac{\left( \frac{P}{c} \right)_{\text{пв}}}{\left( \frac{P}{c} \right)_{\text{пв}}} = \frac{P_{\text{пв вх}}}{P} \frac{P_{\text{с вых}}}{P} = K_{\text{пд}} K_{\text{с}} \quad (2.2)$$

где  $K_{\text{с}}$  — коэффициент прохождение сигнала через систему компенсации пассивных помех. В общем случае нелинейной обработки коэффициентом подпомеховой видимости называется величина, показывающая, во сколько раз можно увеличить интенсивность помехи на входе приемника с системой компенсации пассивных помех, не меняя при этом показателей качества обнаружения.

3. Коэффициент улучшения характеризует отклик ЦСДЦ на сигналы пассивной помехи по отношению к усредненному отклику на сигналы от целей:

$$K_{\text{у}} = \frac{P_{\text{с вых}}}{P_{\text{п вх}}} / \left( \frac{P_{\text{с вх}}}{P_{\text{п вх}}} \right) \quad (2.3)$$

где  $\left( \frac{P_{\text{с вх}}}{P_{\text{п вх}}} \right)$  — отношение сигнал-помеха на входе при усреднении по всем скоростям цели.

Перечисленные показатели качества могут вычисляться как непосредственно для системы компенсации пассивных помех (ЧПВ), так и для системы компенсации совместно с последующим накоплением остатков после компенсации.

Цифровые режекторные фильтры ЦСДЦ. Основным элементом ЦСДЦ является режекторный цифровой фильтр (ЦФ), обеспечивающий подавление (компенсацию) коррелированных пассивных помех. В простейшем случае ЦФ строится в виде фильтра с  $\nu$ -кратным ЧПВ, что соответствует структуре нерекурсивного фильтра. Широкое применение для компенсации пассивных помех находят также рекурсивные фильтры.

Ниже кратко рассматриваются задачи анализа и синтеза режекторных ЦФ.

Алгоритм нерекурсивною ЦФ

$$Z_{cs}(nT) = Z_{cs}[n] = \sum_{i=0}^{\nu} h_i z_{cs}[n-i], \quad (2.4)$$

где  $h_i$  — весовые коэффициенты фильтра;  $z_{cs}[n-i]$  — квадратурные составляющие входного сигнала. При  $\nu=2$  вы-

ражение (2.4) определяет алгоритм нерекурсивного фильтра с двукратным ЧПВ (ЧПВ-2). Для определения коэффициентов этого фильтра составим разностные уравнения:

$$\begin{aligned} \Delta Z_{cs}[n] &= \zeta_{cs}[n] - \zeta_{cs}[n-1], \\ \Delta Z_{cs}[n-1] &= \zeta_{cs}[n-1] - \zeta_{cs}[n-2], \\ Z_{cs}[n] &= \Delta Z_{cs}[n] - \Delta Z_{cs}[n-1] = \\ &= \zeta_{cs}[n] - 2\zeta_{cs}[n-1] + \zeta_{cs}[n-2]. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Следовательно, коэффициенты фильтра равны  $h_0 = h_2 = 1$ ,  $h_1 = -2$ ,  $h_i = 0$  при  $i > 2$ . Структурная схема цифрового фильтра ЧПВ с  $v = 2$  (для одного квадратурного канала) представлена на рис. 2.2.

Аналогично можно получить коэффициенты фильтра при значениях  $v$ , больших 2. Так, для фильтра ЧПВ с  $v = 3$   $h_0 = 1$ ,  $h_1 = -3$ ,  $h_2 = 3$ ,  $h_3 = -1$ ,  $h_i = 0$  при  $i > 3$ , алгоритм фильтрации

$$Z_{cs}[n] = \zeta_{cs}[n] - 3\zeta_{cs}[n-1] + 3\zeta_{cs}[n-2] - \zeta_{cs}[n-3]. \quad (2.6)$$

Нерекурсивные ЦФ просты в реализации, однако имеют пологие скаты амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), что ухудшает эффективность компенсации пассивных помех.

Кроме нерекурсивных в качестве режекторных ЦФ могут быть использованы рекурсивные РФ, реализующие алгоритм:

$$Z_{cs}[n] = \sum_{i=0}^v a_i \zeta_{cs}[n-i] + \sum_{j=1}^k b_j Z_{cs}[n-j], \quad (2.7)$$

где  $a_i$  и  $b_j$  — коэффициенты рекурсивного ЦФ.

Методы синтеза рекурсивных ЦФ рассмотрены в многочисленной литературе (например, [4, 7, 22, 26, 46]). Не вдаваясь в подробности, отметим, что для рекурсивных режекторных ЦФ СДЦ наиболее подходящим считается синтез по квадрату АЧХ в соответствии со следующей методикой [22]. Сначала на основе заданных параметров внешней обстановки и исходных предпосылок выбирается порядок и определяется АЧХ аналогового фильтра-прототипа, а затем приближение квадрата АЧХ цифрового фильтра к квадрату АЧХ аналогового фильтра-прототипа

с учетом ограничений на сложность реализации. Этим требованиям лучше всех удовлетворяет так называемый эллиптический фильтр (фильтр Золотарева — Кауэра).

При реализации рекурсивного ЦФ в соответствии с алгоритмом (2.7) удобно, чтобы коэффициенты  $a_i$  и  $b_j$  были простыми двоичными числами. В этом случае отпадает необходимость в ПЗУ для хранения коэффициентов, а операции умножения заменяются простыми операциями сдвига и суммирования. Например, для рекурсивного эллиптического фильтра второго порядка, синтезированного по квадрату АЧХ, получены коэффициенты [22]  $a_0 = a_2 = 1$ ,  $a_1 = -1,9682$ ,  $b_1 = -0,68$ ,  $b_2 = -0,4928$ . Чтобы упростить реализацию, коэффициенты  $a_1$ ,  $b_1$  и  $b_2$  можно округлить следующим образом:  $a_1 = -1,875 = -2^1 + 2^{-3}$ ,  $b_1 = -0,75 = 2^0 + 2^{-3}$ ,  $b_2 = -0,5 = -2^{-1}$ . Как показывают исследования, влияние округления коэффициентов фильтра на качество компенсации пассивных помех невелико и им, как правило, можно пренебречь.

За счет улучшения формы АЧХ рекурсивный ЦФ обеспечивает лучшую компенсацию пассивных помех, чем нерекурсивный того же порядка. Однако степень корреляции остатков пассивных помех на выходе рекурсивного ЦФ больше, чем на выходе нерекурсивного. Кроме того, наличие положительной обратной связи приводит к увеличению времени переходного процесса и соответствующим потерям в эффективности при числе отраженных от цели сигналов в пачке  $N < 20$ .

Рассмотрим теперь некоторые результаты сравнения эффективности цифровых фильтров. Для этого сначала приведем разностное уравнение (2.7) к нерекурсивному виду, т. е. представим алгоритм работы рекурсивного фильтра в виде

$$Z_{cs}[n] = \sum_{i=0}^{N-1} h_{i\text{рф}} \zeta_{cs}[n-i], \quad (2.8)$$

где  $N$  — число импульсов в обрабатываемой пачке (последовательности);  $h_{i\text{рф}}$  — коэффициенты импульсной ха-

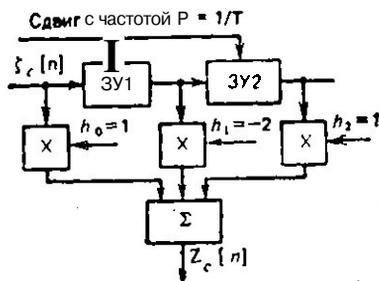


Рис. 2.2

рактеристики рекурсивного фильтра, определяемые из выражений [49]

Например, для рекурсивного фильтра второго порядка ( $\nu = 2$ ,  $A = 2$ )  $h_{0PФ} = 1$ ,  $h_{1PФ} = a_1 + b_1$ ,  $h_{2PФ} = a_2 + b_1 h_{1PФ} + b_2$ , при  $i > 2$   $h_{iPФ} = b_1 h_{i-1PФ} + b_2 h_{i-2PФ}$ . Из выражения (2.9)

следует, что импульсная характеристика рекурсивного фильтра бесконечная, а число используемых ее коэффициентов определяется длиной обрабатываемой последовательности отсчетов входного сигнала.

Эффективность ЧПВ при различной кратности  $\nu$  можно сравнивать по коэффициенту подавления [61]

$$K_{пд} = \left\{ \sum_{j=0}^{\nu} \sum_{i=j}^{\nu} b_i h_{i-j} \rho_{пн} [(i-j)T] \right\}^{-1}. \quad (2.10)$$

где  $\rho_{пн}[\cdot]$  — нормированный коэффициент межпериодной корреляции пассивных помех;  $T$  — период повторения зондирующих импульсов РЛС. При расчете  $K_{пд}$  по формуле (2.10) для нерекурсивных фильтров  $\nu$  — кратность ЧПВ, а для рекурсивных  $\nu = N_{пн} - 1$ , где  $N_{пн}$  — объем выборки пассивной помехи.

Для аналитических расчетов по формуле (2.10) или для моделирования необходимо задаться моделью помех. Энергетический спектр пассивной помехи (сигналов, отраженных от местных протяженных предметов или облака отражателей) можно аппроксимировать кривой Гаусса:

$$F_{пн}(f) = \exp[-2,8(f/\Delta f_{пн})^2], \quad (2.11)$$

где  $\Delta f_{пн}$  — ширина спектра пассивных помех на уровне 0,5. Соответствующий этому спектру нормированный коэффициент корреляции

$$\rho_{пн}(iT) = \exp[-\pi^2(\Delta f_{пн}iT)^2/2,8]. \quad (2.12)$$

Зависимости  $K_{пд}$  для ряда значений кратности ЧПВ от  $\Delta f_{пн}T$  ( $i=1$ ) приведены на рис. 2.3. Как видно из рисунка, применение ЧПВ-2 по сравнению с ЧПВ-1 обеспечивает выигрыш в подавлении порядка 15 дБ, при ЧПВ-3 увеличение  $K_{пд}$  уже меньше, а при переходе к ЧПВ-4 совсем мало.

Коэффициент подавления для рекурсивных фильтров зависит от объема выборки  $N_{пн}$  пассивной помехи. Поэтому

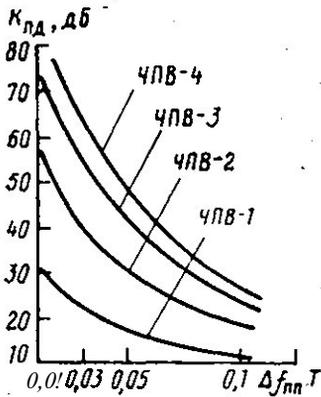


Рис. 2.3

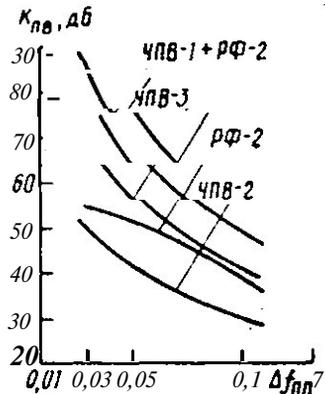


Рис. 2.4

му непосредственное сравнение по коэффициенту  $K_{нд}$  рекурсивных и нерекурсивных фильтров не имеет смысла. Сравнительную эффективность ЧПВ и рекурсивных фильтров можно оценивать с помощью коэффициента подпомеховой видимости, который для линейных ЦФ соответствует выигрышу в отношении сигнала-помеха.

Если предположить, что пассивная помеха неподвижна ( $\varphi_{дп} = 0$ ), а скорость цели оптимальная ( $\varphi_{дп} = \pi$ ). то коэффициент  $K_{нв}$  определяется по формуле [49]

$$K_{нв}(\pi) = \frac{\sum_{i,j=0}^{v_c} (-1)^{i-j} h_i h_j \rho_c [(i-j)T]}{\sum_{i,j=1}^{v_n} h_i h_j \rho_{пн} [(i-j)T]}, \quad (2.13)$$

где  $v_c$  — объем выборки полезного сигнала, равный  $N_c - 1$  для рекурсивного фильтра и кратности ЧПВ,  $v$  для нерекурсивного;  $v_n$  — объем выборки помехи, вычисляемый аналогично  $v_c$ .

Для расчетов необходимо задаться моделью сигнала. Обычно принимается, что огибающая сигнала от цели флюктуирует по закону Рэлея, а коэффициент корреляции

$$\rho_c(T) = \exp(-\pi \Delta f_c T), \quad (2.14)$$

где  $\Delta f_c$  — ширина спектра флюктуаций сигнала от цели.

На рис. 2.4 приведены зависимости  $K_{\text{пз}}$  для ряда нерекурсивных фильтров (ЧПВ-2, ЧПВ-3), рекурсивного фильтра второго порядка (РФ-2) и комбинированного, состоящего из нерекурсивного фильтра с ФПВ-1 и рекурсивного фильтра второго порядка, соединенных последовательно. Из этих рисунков, а также результатов более подробных расчетов и моделирования следует, что рекурсивные ЦФ по сравнению с фильтрами ЧПВ соответствующего порядка, позволяют получить выигрыш в  $K_{\text{пз}}$  порядка 10 дБ. Однако время переходного процесса в рекурсивных фильтрах существенно больше, чем у нерекурсивных. Поэтому объем выборки помехи для рекурсивных фильтров второго порядка должен быть  $v_n \geq 20$ , а для фильтров третьего порядка  $v_n \geq 30$ . При этом объем выборки сигнала на эффективность рекурсивных фильтров второго и третьего порядка не влияет уже при  $v_c \geq 10$ .

Для ускоренной реализации алгоритма (2.7) рекурсивного ЦФ можно использовать различные процедуры распараллеливания вычислительного процесса. В качестве примера рассмотрим аппаратную реализацию с помощью итерационной сети [46]. Для этого запишем уравнение (2.7) в виде (при  $v = k = N$ )

$$Z[n] = \sum_{i=0}^N \hat{a}_i D^i (\zeta[n]) - \sum_{i=1}^N b_i D^i (Z[n]), \quad (2.15)$$

где  $D^i$  — оператор задержки входных данных на  $i$  тактов. Уравнение (2.15) в развернутом виде

$$Z[n] = a_0 \zeta[n] + D^1 (a_1 \zeta[n] - b_1 Z[n]) + \dots + D^N (a_N \zeta[n] - b_N Z[n]) + \dots$$

После элементарных преобразований получим окончательно

$$Z[n] = a_0 \zeta[n] + D^1 \{ (a_1 \zeta[n] - b_1 Z[n]) + D^1 \{ (a_2 \zeta[n] - b_2 Z[n]) + \dots + \{ D^1 (a_i \zeta[n] - b_i Z[n]) + \dots + D^1 \{ (a_N \zeta[n] - b_N Z[n]) \} \dots \} \} \} \quad (2.16)$$

Из выражения (2.16) следует, что алгоритм рекурсивного ЦФ может быть реализован с помощью итерационной сети, которая состоит из однородных элементов (рис. 2.5), имеющих три сигнальных входа и один сигнальный выход и реализующих алгоритм:

$$C_i = C_{i+1} + a_i \zeta[n] - b_i Z[n], \quad b_0 = 0. \quad (2.17);$$

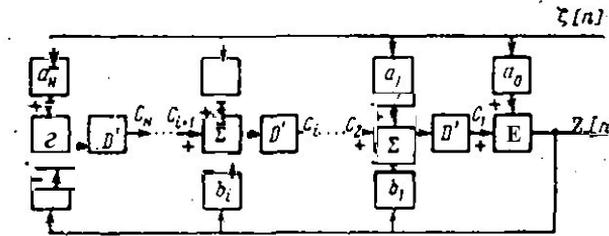


Рис. 2.5

Быстродействие сети определяется быстродействием одной ячейки, выполняющей два умножения на **постоянные** коэффициенты и два сложения. Поэтому дальнейшее повышение быстродействия сети можно получить, используя специальные способы организации вычислений по формуле (2.17). Если принять в рассматриваемой сети все  $b_j=0$ , то она будет настроена на реализацию **нерекурсивного ЦФ**.

При реализации **режекторных ЦФ** возникают специфические потери в эффективности, основными источниками которых являются: квантование входных сигналов, округление весовых коэффициентов фильтра и результатов вычислений.

Как уже отмечалось в § 1.1, при выборе шага квантования  $\Delta u$  исходя из условия  $\Delta u/\sigma_{ш} \leq 1$  (где  $\sigma_{ш}$  — **среднеквадратическое** значение собственных шумов приемного тракта) взаимная корреляция шумов квантования и квантуемого процесса **отсутствует**, а дисперсия шумов квантования определяется выражением  $\sigma_{кв}^2 = \Delta u^2/12$ .

Инструментальные погрешности ЦФ, обусловленные **округлением** результатов вычислений, не зависят от шумов квантования, имеют нулевое математическое ожидание и дисперсию  $\sigma_u^2 = m\delta^2/12$ , где  $m$  — число умножений на дробные весовые коэффициенты при однократной реализации алгоритма ЦФ, а  $\delta$  — цена младшего разряда арифметического устройства. С учетом независимости источников ошибок дисперсию суммарной ошибки на выходе ЦФ можно представить в виде  $\sigma_{вых}^2 \approx \sigma_{вх}^2 + \sigma_{кв}^2 + \sigma_u^2$ . Тогда результирующее значение  $K_{пв}$  с учетом ошибок квантования и округления будет

$$K'_{пв} = K_{пв} [1 + (\sigma_{кв}^2 + \sigma_u^2) / \sigma_{вх}^2]^{-1}. \quad (2.18)$$

**ЦСДЦ и РЛС с переменной частотой повторения.** При селекции движущихся целей в РЛС с постоянным перио-

дом повторения зондирующих сигналов имеют место так называемые «слепые» скорости на частотах Доплера  $f_d = \pm k/T$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ), так как на этих частотах фаза отраженного от движущейся цели сигнала за время  $T$  изменится в  $2k\pi$  раз. Для исключения этого обычно используют вобуляцию (модуляцию) периода повторения зондирующих сигналов, что приводит к «размыванию» скоростной характеристики СДЦ и в конечном счете к уменьшению числа и глубины провалов результирующей скоростной характеристики.

Реализация аналоговых СДЦ с вобуляцией  $T$  представляет большие трудности, так как для этого необходимо иметь отдельные линии задержки (ЛЗ) на каждое значение периода повторения и сложную систему коммутации этих линий. При реализации ЦСДЦ с вобуляцией  $T$  достаточно синхронизовать выборку задержанных данных из ЗУ с моментами излучения зондирующих сигналов. При этом емкость памяти не изменяется и не зависит от числа дискретных значений и закона вобуляции периода повторения  $T$ . В ЦСДЦ с вобуляцией  $T$  максимальные результаты по улучшению скоростной характеристики могут быть достигнуты, если каждому импульсу в пачке объемом  $N_c$  сопоставить свой (новый) период повторения, а изменение периода повторения относительно среднего значения  $T_{cp}$  производить симметрично в обе стороны на величину, кратную фиксированному временному интервалу  $\Delta T$ . В этом случае последовательность периодов повторения  $T$  в пределах пачки имеет вид (при  $N_c$  нечетном)

$$T_i = T_{cp} + i\Delta T, \quad i = 0, \pm 1, \dots, 0,5(N_c - 1). \quad (2.19)$$

Задача проектирования ЦСДЦ с вобуляцией  $T$  состоит в выборе  $T_{cp}$  и закона вобуляции импульсов в последовательности (2.19).

При выборе  $T_{cp}$  и  $\Delta T$  и когерентно-импульсной РЛС учитываются следующие обстоятельства. Минимальный период  $T_{min}$  должен удовлетворять условию однозначного определения заданной дальности действия РЛС, поэтому

$$T_{cp} = 0,5(N_c - 1)\Delta T \geq T_{min}. \quad (2.20)$$

Максимальный период  $T_{max}$  также выбирается из соображений, не связанных с работой СДЦ. При известных  $T_{min}$  и  $T_{max}$  и симметричном расположении интервала вобуляции относительно  $T_{cp}$  получим  $T_{cp} = 0,5(T_{min} + T_{max})$ . Далее, зная  $N_c$ , из (2.20) можно определить  $\Delta T$ .

Выбор закона вобуляции производится в общем случае по критерию максимизации  $K_{\text{пв}}$  с учетом обеспечения при этом минимума пульсаций АЧХ фильтра в полосе пропускания. Обычно такая задача решается методом моделирования на ЦВМ. Применяют следующие законы вобуляции:

линейный — последовательное увеличение (уменьшение)  $T$  на  $\pm \Delta T$  от импульса к импульсу пачки;

перекрестный, например по правилу

$$T_{2i} = T_{\text{ср}} + i\Delta T, \quad i = 0, 2, \dots, 0,5(N_c - 1),$$

$$T_{2i+1} = T_{\text{ср}} - (i+1)\Delta T, \quad i = 1, 3, \dots, 0,5(N_c - 2)$$

случайный, например путем реализации «урновой» схемы с возвращением из совокупности предварительно рассчитанного набора  $T$ .

Расчеты и моделирование показывают, что вобуляция  $T$  приводит к уменьшению провалов АЧХ нерекурсивных и рекурсивных фильтров, однако при этом происходит сужение полосы задерживания фильтра при одновременном расширении и искажении спектра помех. Поэтому эффективность подавления пассивных помех ухудшается. Абсолютный проигрыш в  $K_{\text{пд}}$  по сравнению с системой ЦСДЦ без вобуляции  $T$  (при оптимальной скорости) для рекурсивных фильтров второго порядка от 0,3 до 4,3 и от 4 до 19 дБ для фильтров третьего порядка [56].

**Адаптация в ЦСДЦ.** В реальных условиях работы СДЦ спектрально-корреляционные характеристики пассивных помех априори неизвестны, кроме того, неоднородны в пространстве и нестационарны во времени. Естественно, что эффективность компенсации пассивных помех существенно ухудшается. Для обеспечения высокой эффективности систем селекции движущихся целей в условиях априорной неопределенности и нестационарности параметров пассивных помех применяются адаптивные ЦСДЦ [50].

В общем виде задача адаптивной селекции движущихся целей решается на основе использования принципа корреляционных обратных связей [42]. Корреляционный автокомпенсатор пассивных помех представляет собой замкнутую следящую систему, адаптирующуюся к помеховым ситуациям без учета доплеровской частоты. Наряду с высокой эффективностью ему присущ ряд недостатков, среди которых наиболее существенными являются:

плохое подавление кромок протяженной помехи, что является следствием большой постоянной времени (порядка 10 элементов разрешения) адаптивной обратной связи;

ухудшение эффективности подавления пассивной помехи в присутствии мощного сигнала цели;

сложность реализации, особенно в цифровом виде.

Задачу адаптации СДЦ можно решить, используя так называемый эмпирический байесовский подход, при котором сначала осуществляется максимально правдоподобная оценка параметров пассивной помехи, а затем эти параметры используются для расчета коэффициентов импульсной характеристики режекторного ЦФ. Система адаптации получается в этом случае разомкнутой, переходной процесс в которой заканчивается в пределах переходного процесса ЦФ.

Первый простейший уровень адаптации в разомкнутой системе состоит в компенсации средней доплеровской частоты пассивной помехи, обусловленной ее перемещением относительно РЛС. В этом случае в составе адаптивного режекторного ЦФ необходимо дополнительно иметь устройство оценки средней доплеровской частоты помехи

$\hat{F}_{дп}$  или эквивалентного ей доплеровского фазового сдвига за период повторения  $T$ , т. е.  $\Delta\varphi_{дп} = 2\pi\hat{F}_{дп}T$ . Вычисление  $F_{дп}(\Delta\varphi_{дп})$  должно производиться в реальном масштабе времени.

Для оценки среднего доплеровского фазового сдвига пассивной помехи за период зондирования  $T$  методом максимального правдоподобия обычно используется выборка из  $k$  отсчетов пар квадратурных составляющих пассивной помехи, относящихся к смежным элементам дискретизации по дальности, в двух соседних периодах зондирования.

Алгоритм оценки среднего доплеровского фазового сдвига [50]:

$$\Delta\varphi_{дп} = \arctg \frac{\sum_{i=1}^A (\zeta_{c1i}\zeta_{s2i} - \zeta_{s1i}\zeta_{c2i})}{\sum_{i=1}^k (\zeta_{c1i}\zeta_{c2i} + \zeta_{s1i}\zeta_{s2i})}. \quad (2.21)$$

где  $\zeta_{c1}$ ,  $\zeta_{s1}$ ,  $\zeta_{c2}$ ,  $\zeta_{s2}$  — квадратурные составляющие входного сигнала в двух соседних периодах зондирования. В формуле (2.21) используется предположение об отсутствии корреляции помехи в соседних элементах дискретизации по дальности и о ее стационарности в  $k$  смежных элемен-

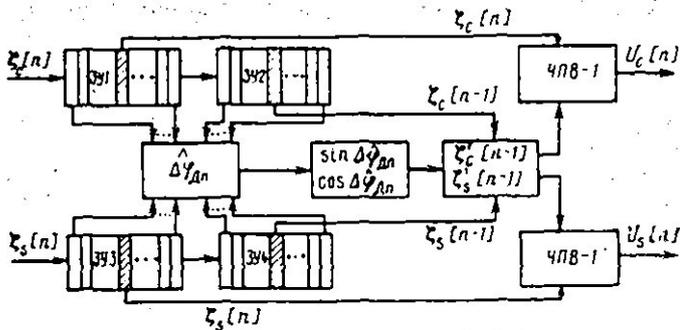


Рис. 2.6

тах дискретизации. Для получения приемлемой точности расчета  $k$  должно быть порядка 5... 10.

Полученные оценки  $\Delta\varphi_{дп}$  используются для коррекции задержанных квадратурных составляющих, соответствующих повороту суммарного вектора комплексной огибающей  $\hat{\zeta}[n-1] = \zeta_c[n-1] + j\zeta_s[n-1]$  на угол  $\Delta\varphi_{дп}$ .

Вычисление скорректированных квадратурных составляющих этого вектора производится по формулам

$$\zeta'_c[n-1] = \zeta_c[n-1] \cos \widehat{\Delta\varphi}_{дп} - \zeta_s[n-1] \sin \widehat{\Delta\varphi}_{дп}, \quad (2.22)$$

$$\zeta'_s[n-1] = \zeta_c[n-1] \sin \widehat{\Delta\varphi}_{дп} + \zeta_s[n-1] \cos \widehat{\Delta\varphi}_{дп}.$$

Схема алгоритма ЦСДЦ с адаптацией к перемещению помехи приведена на рис. 2.6. Наряду с обычными элементами в схему входят ЗУ для хранения четырех  $(k-1)$ -мерных выборок входных сигналов для каждого элемента дальности, алгоритмы вычисления  $\widehat{\Delta\varphi}_{дп}$ ,  $\sin \widehat{\Delta\varphi}_{дп}$ ,  $\cos \widehat{\Delta\varphi}_{дп}$ ,  $\zeta'_c[n-1]$ ,  $\zeta'_s[n-1]$  и фильтр ЧПВ-1. Для фильтров других типов схема не содержит новых элементов, при этом трудоемкость вычислений возрастает.

Более полная адаптация к корреляционным свойствам помехи включает наряду с оценкой  $\Delta\varphi_{дп}$  также оценку модуля коэффициента межпериодной корреляции помехи  $\rho_{пп}$ . Однако, как показывают расчеты, при одностороннем спектре помех и небольшой кратности ЧПВ замена  $\rho_{пп}$  единицей приводит к незначительным потерям.

## 2.2. Цифровые обнаружители сигналов на фоне помех с известными параметрами

**Исходные предпосылки.** В системах цифровой обработки информации накопление и обнаружение сигналов реализуется обычно на видеочастоте после объединения квадратурных каналов. В дальнейшем задачи обнаружения решаются с учетом следующих исходных предпосылок:

1. Входной одиночный сигнал представляется в виде

$$U_i = U(t_i) = X(t_i, \alpha) + \mathcal{N}(t_i), \quad (2.23)$$

где  $X(t_i, \alpha)$  — полезный сигнал — функция времени и параметров  $\alpha$ . Параметрами сигнала являются время задержки  $t_{зд}$  и направление прихода  $\Theta$ . Суммарный полезный сигнал представляет собой последовательность периодически повторяющихся импульсов (пачку импульсов). При равномерном вращении антенны РЛС в плоскости обзора пачка модулирована огибающей ДН. Число импульсов в пачке

$$N = \varphi_p F / v_A, \quad (2.24)$$

где  $\varphi_p$  — ширина ДН антенны в плоскости сканирования на заданном уровне мощности  $Y$ ;  $F$  — частота повторения зондирующих сигналов;  $v_A$  — скорость сканирования луча антенны. При дискретном сканировании (в РЛС с ФАР) огибающая пачки имеет прямоугольную форму, а число импульсов в пачке назначается исходя из заданной вероятности обнаружения на границе зоны обзора цели с минимальной эффективной отражающей поверхностью.

Что касается статистических характеристик полезных сигналов, то далее, как обычно, рассматриваются два случая: пачка нефлюктуирующих сигналов и пачка независимо флюктуирующих по закону Рэлея сигналов с дисперсией  $\sigma_x^2$ , т. е.  $w(X_i) = (X_i / \sigma_x^2) \exp[-X_i^2 / 2\sigma_x^2]$ .

2. В качестве модели помехи при синтезе алгоритмов обнаружения и оценки параметров сигналов принимается в основном гауссовский случайный процесс (шум) с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_{ш}^2$ . При отсутствии коррелированных во времени помех (пассивных помех) выборки этого процесса не имеют межпериодной корреляции. При наличии пассивных помех или остатков после их компенсации в ЦСДЦ последовательность выборок помехи представляется приближенно цепью Маркова. Для ее статистического описания кроме дисперсии необходимо знать коэффициент межпериодной корреляции  $\rho_{пл}$ .

Коэффициент межпериодной корреляции смеси некоррелированного шума с дисперсией  $\sigma_w^2$  и коррелированной помехи с дисперсией  $\sigma_n^2$  можно представить в виде

$$\rho_{ij} = (\sigma_n^2 \rho_{nmij} + \sigma_w^2 \delta_{ij}) / \sigma_N^2, \quad (2.25)$$

где  $\sigma_N^2 = \sigma_n^2 + \sigma_w^2$ ;  $\delta_{ij} = 1$  при  $i = j$  и  $\delta_{ij} = 0$  при  $i \neq j$ .

В качестве примера дополнительной негауссовской помехи можно рассматривать хаотическую импульсную помеху, создаваемую другими источниками излучения. Эта помеха характеризуется скажностью  $Q_{хип}$  и амплитудой  $U_{хип}$ , которые являются случайными величинами. Анализ воздействия хаотической импульсной помехи в процессе приема проводится, как правило, методом имитационного моделирования.

3. Выборки принимаемого сигнала  $U_i$  при отсутствии флуктуаций отражающей поверхности цели описываются обобщенным законом Рэлея с плотностью распределения вероятности

$$\omega_{XN}(U_i) = \frac{U_i}{\sigma_N^2} \exp \left[ -\frac{U_i^2 + \chi_i^2}{2\sigma_N^2} \right] I_0 \left[ \frac{U_i \chi_i}{\sigma_N^2} \right], U_i > 0. \quad (2.26)$$

Аналогично для случая флуктуирующей цели

$$\omega_{XN}(U_i) = \frac{U_i}{\sigma_N^2 + \sigma_{X_i}^2} \exp \left[ -\frac{U_i^2}{2(\sigma_N^2 + \sigma_{X_i}^2)} \right], \quad (2.27)$$

где  $\sigma_{X_i}^2$  — дисперсия амплитуды сигнала.

Введя обозначения:  $u_i = U_i / \sigma_N$  — относительная амплитуда огибающей,  $a_i = X_i / \sigma_N$  — отношение сигнал-помеха по напряжению,  $k_i^2 = \sigma_{X_i}^2 / \sigma_N^2$  — отношение дисперсии амплитуды сигнала к дисперсии амплитуды помехи, получаем вместо (2.26) и (2.27) соответственно

$$\omega_{XN}(u_i) = u_i \exp \left( -\frac{u_i^2 + a_i^2}{2} \right) I_0(u_i, a_i), \quad (2.28)$$

$$\omega_{XN}(u_i) = \frac{u_i}{1 + k_i^2} \exp \left[ -\frac{u_i^2}{2(1 + k_i^2)} \right]. \quad (2.29)$$

При отсутствии сигнала в обоих случаях

$$\omega_N(u_i) = u_i \exp[-u_i^2/2]. \quad (2.30)$$

4. Совместная плотность вероятности пачки из некоррелированных нормированных выборок при отсутствии флюктуаций полезного сигнала (при равномерном сканировании антенны)

$$\begin{aligned} w_{XN}(u_1, u_2, \dots, u_N) &= w_{XN}\{u\}_N = \\ &= \prod_{i=1}^N u_i \exp\left[-\frac{u_i^2 + a_i^2}{2}\right] I_0(u_i a_i), \end{aligned} \quad (2.31)$$

где  $a_i = a_0 g_i$ ;  $g_i$  — **весовые** коэффициенты, зависящие от формы ДН антенны;  $a_0$  — **отношение** сигнал-помеха в максимуме ДН.

Аналогично для пачки из  $N$  выборок при рэлеевских флюктуациях полезного сигнала

$$w_{XN}\{u\} = \prod_{i=1}^N \frac{u_i}{1 + k_i^2} \exp\left[-\frac{\ddot{u}_i^2}{2(1 + k_i^2)}\right]. \quad (2.32)$$

Для случая дискретного сканирования антенны формулы (2.31) и (2.32) остаются в виде при условии  $u_1 = u_2 = \dots = u_N$ ,  $a_i = a_0$ ,  $k_i = k_0$ ,  $g_i = 1$ .

5. Цифровая реализация алгоритмов обнаружения сигналов рассматривается в двух вариантах.

5.1. Сигнал квантуется по амплитуде так, что цена младшего разряда не превышает среднеквадратического значения внутренних шумов приемной аппаратуры  $\sigma_{ш}$ . В этом случае учет влияния квантования сводится к добавлению к помехе на входе независимых шумов квантования, а синтез алгоритмов **цифровой** обработки — к цифровой реализации алгоритмов оптимальной аналоговой обработки.

5.2. Сигнал квантуется на два уровня (двоичное квантование). В этом случае необходимо проводить **непосредственный** синтез алгоритмов и решающих устройств для обработки цифровых двоично-квантованных сигналов. Необходимые для этого статистические характеристики выборок при наличии и отсутствии сигнала имеют **следующий** вид [20]:

$$P_{XN}\{d_i\} = \prod_{i=1}^N p_{XN_i}^{d_i} q_{XN_i}^{(1-d_i)}; \quad (2.33)$$

$$P_N\{d_i\} = \prod_{i=1}^N p_{N_i}^{d_i} q_{N_i}^{(1-d_i)}, \quad (2.34)$$

где

$$p_{XN_i} = \int_{u_0}^{\infty} \omega_{XN}(u_i) du_i, \quad q_{XN_i} = 1 - p_{XN_i};$$

$$p_{N_i} = \int_{u_0}^{00} \omega_N(u_i) du_i, \quad q_{N_i} = 1 - p_{N_i};$$

$d_i = 1$ , если  $u_i \geq u_0$ , и  $d_i = 0$ , если  $u_i < u_0$  ( $u_0$  — нормированный порог двоичного квантования сигналов).

Цифровой оптимальный обнаружитель пачки сигналов. Цифровые оптимальные обнаружители достаточно подробно рассмотрены в [20—22]. Здесь алгоритмы приводятся в конспективном плане, чтобы главным образом сравнить их по трудоемкости реализации с другими алгоритмами.

Рассмотрим сначала случай полностью известного сигнала — пачки из  $N$  нефлюктуирующих импульсов, принимаемых на фоне собственных шумов приемника с известными статистическими характеристиками.

Используя выражения (2.28) и (2.30) для распределения совокупностей выборок смеси сигнала с помехой и одной помехи, отношение правдоподобия получаем в виде

$$l_u = \frac{1}{w_N\{u_i\}} = \prod_{i=1}^N \exp\left(-\frac{u_i^2}{2}\right) \cdot I_0(u_i a_i).$$

Следовательно, алгоритм оптимального обнаружения пачки будет следующей:

$$\prod_{i=1}^N \exp\left(-\frac{a_i^2}{2}\right) I_0(u_i a_i) \geq l_0. \quad (2.35)$$

После логарифмирования и преобразования (2.35) получим

$$\sum_{i=1}^N \ln I_0(u_i a_i) \geq \ln l_0 + \sum_{i=1}^N \frac{a_i^2}{2}. \quad (2.36)$$

Дальнейшие преобразования выражения (2.36) связаны с аппроксимацией функции  $\ln I_0(u_i a_i)$ .

Для случая слабых сигналов ( $a_i \ll 1$ )  $\ln I_0(u_i a_i) \approx u_i a_i^2 / 4$ . Следовательно, алгоритм обнаружения пачки слабых сигналов (с учетом  $a_i = g_i a_0$ ) будет следующий:

$$\sum_{i=1}^N g_i^2 u_i^2 \geq \mathcal{L}, \quad \mathcal{L} = \frac{4 \ln l_0}{a_0^2} + 2a_0^2 \sum_{i=1}^N g_i^2. \quad (2.37)$$

Для случая сильных сигналов ( $a_i \gg 1$ )  $\ln I_0(u_i a_i) \approx u_i a_i$ ; оптимальный алгоритм обнаружения пачки

$$\sum_{i=1}^N g_i u_i \geq \mathcal{L}', \quad \mathcal{L}' = \frac{\ln I_0}{a_0} + \frac{a_0}{2} \sum_{i=1}^N g_i^2. \quad (2.38)$$

Таким образом, для пачки полностью известных сигналов, модулированных ДН антенны, оптимальный алгоритм обнаружения сводится к весовому суммированию нормированных выборок сигналов на выходе квадратичного или линейного детектора в пределах ширины пачки и сравнению накопленной суммы с порогом.

В реальных системах пачка отраженных сигналов содержит известные параметры: отношение сигнал-шум  $a_0$  в максимуме ДН антенны, задержку сигналов пачки  $t_{зд}$  относительно зондирующего сигнала, а также угловое смещение центра пачки 0 в плоскости сканирования относительно фиксированного направления  $\theta_0$ . Поэтому для обработки информации во всей зоне обзора реализация алгоритма (2.37) или (2.38) должна быть организована в каждом интервале дискретизации по дальности (времени), а накопление сигналов должно производиться в пределах «движущегося окна», равного числу сигналов в пачке. В данном случае при малом отношении сигнал-шум (для  $r$ -го интервала дискретизации) алгоритм обнаружения пачки флюктуирующих сигналов представляется в виде

$$\ln I_{\mu}^{(r)} = \sum_i g_i^2 u_{\mu-i}^2(r) \geq \mathcal{L},$$

$$r = 1, 2, \dots, M, \quad M = \frac{T}{T_s}, \quad \mu \geq N; \quad (2.39)$$

для пачки флюктуирующих сигналов при  $a_0 \ll 1$

$$\ln I_{\mu}^{(r)} = \sum_{i=1}^{N-1} - \quad (2.40)$$

Алгоритмы обнаружения в пределах «движущегося окна» при  $a_0 \gg 1$  получаются аналогично.

Таким образом, оптимальный обнаружитель пачки сигналов с известными параметрами представляет собой устройство скользящего весового суммирования, дополненное пороговым устройством и устройством формирования сигнала об обнаружении пачки.

**Цифровой оптимальный обнаружитель пачки двоично-квантованных сигналов.** Рассмотрим теперь случай, когда последовательность входных сигналов квантуется на два уровня. Алгоритм оптимального обнаружения пачки двоично-квантованных сигналов также сводится к образованию отношения правдоподобия и сравнению его с порогом. При этом используются выражения (2.33) и (2.34). Полученный таким образом алгоритм в окончательном виде записывается так (детектор линейный):

$$\ln I_{\mu}^{(r)} = \sum_{j=0}^{N-1} \eta_j d_{\mu-j}^{(r)} \geq C.$$

где весовые коэффициенты и порог обнаружения

$$\eta_j = \ln \frac{q_{XNj}}{q_N}; \quad C = \ln I_0 - \gamma \cdot \frac{q_{XNj}}{q_N};$$

$$P_{XNj} = \int_{u_0}^{\infty} u_j \exp \left[ -\frac{u_j^2 + \alpha^2}{2} \right] I_0(u_j \alpha) du_j; \quad q_{XNj} = 1 - P_{XNj}$$

— вероятность получения единицы на  $j$ -й позиции **сигнальной** пачки;

$$P_N = \int_{u_0}^{\infty} u_j \exp \left[ -\frac{u_j^2 + \alpha^2}{2} \right] du_j; \quad q_N = 1 - P_N$$

— вероятность получения единицы в области помехи (при отсутствии полезного сигнала);

$$d_{\mu-j} = \begin{cases} 1, & \text{если } u_{\mu-j} \geq u_0, \\ 0, & \text{если } u_{\mu-j} < u_0 \end{cases}$$

( $u_0$  — нормированный порог двоичного квантования).

Таким образом, алгоритм оптимального обнаружения пачки **двоично-квантованных** сигналов сводится к **суммированию** весовых коэффициентов  $\eta_j$ , соответствующих позициям пачки, где  $d_{\mu-j}^{(r)}$ .

Алгоритм **оптимального** обнаружения **немодулированной** пачки (в случае обзора с остановкой антенны)

$$\ln I_{\mu} = \sum_{j=0}^{\mu-1} d_{\mu-j} \geq C', \quad (2.41)$$

т. е. сводится к накоплению единиц в пределах пачки (в пределах ширины дискретно перемещающегося окна) и сравнению накопленной суммы с порогом.

**Обнаружители, использующие метод последовательного анализа.** Применение методов последовательного анализа занимает важное место в теории обнаружения. В обнаружителях, использующих метод последовательного **анализа**, логарифм отношения правдоподобия вычисляется по рекуррентной формуле [1]

$$\ln I_{\mu} = \ln I_{\mu-1} + \ln \Delta I_{\mu}, \quad (2.42)$$

где  $I_{\mu-1}$  — накопленное отношение правдоподобия за  $\mu-1$  шагов;  $\Delta I_{\mu}$  — приращение отношения правдоподобия на очередном ( $\mu$ -м) шаге последовательного анализа.

Накопленная на каждом шаге статистика  $\ln I_{\mu}$  сравнивается с верхним и нижним порогами

$$\ln A = \ln (P_0 / P_{\text{лo}})$$

$$\text{и } \ln B = \ln [(1 - P_0) / (1 - P_{\text{лo}})],$$

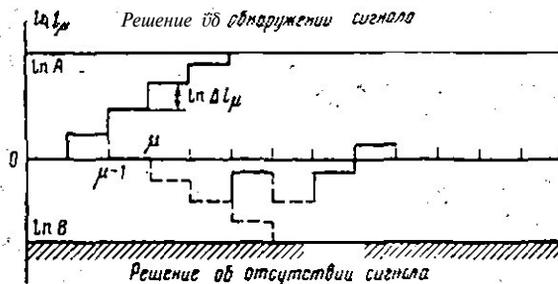


Рис. 2.7

где  $P_0$  и  $P_{л0}$  — заданные вероятности правильного и ложного обнаружения соответственно.

Если в результате сравнения

$$\ln l_\mu \geq \ln A, \quad (2.43)$$

принимается решение об обнаружении сигнала, и анализ прекращается; если

$$\ln l_\mu \leq \ln B, \quad (2.44)$$

принимается решение об отсутствии сигнала, и анализ также прекращается; если же выполняется условие

$$\ln B < \ln l_\mu < \ln A,$$

анализ продолжается, т. е. производится новая выборка и вычисляется приращение отношения правдоподобия. Процесс накопления  $\ln l_\mu$  и принятия решений иллюстрируется на рис. 2.7.

Логарифм приращения отношения правдоподобия вычисляется по формуле

$$\ln \Delta l_\mu = \ln \frac{w_{XN}(u_\mu)}{w_N(u_\mu)}, \quad (2.45)$$

при этом для модели нефлюктуирующего сигнала  $\ln \Delta l_\mu = -\ln l_0 (a_\mu u_\mu) - a_\mu^2/2$ , а для модели быстрофлюктуирующего сигнала  $\ln \Delta l_\mu = [k_\mu^2 (1 - k_\mu^2)^{-1}] u_\mu^2 - \ln (1 + k_\mu^2)$ .

Таким образом, для реализации процедуры последовательного обнаружения необходимо предварительно задаваться ожидаемой интенсивностью сигнала в виде отношения сигнал-помеха по напряжению (для нефлюктуирующего сигнала) или по мощности (для флюктуирующего сигнала).

Основной характеристикой алгоритма **последовательного** анализа является среднее число шагов  $\bar{n}$  до вынесения окончательного решения. Рассмотрим, как зависит это число от наличия сигнала и порогов принятия решений.

1. При отсутствии полезного сигнала процедура **последовательного** анализа заканчивается в основном выходом  $\ln I_{\mu}$  за нижний порог. **Значение** же нижнего порога ( $\ln B$ ) практически не зависит от допустимой вероятности ложного обнаружения  $P_{\text{ло}}$ , так как ее значение лежит в диапазоне  $10^{-3} \dots 10^{-11}$ , а определяется только допустимой вероятностью пропуска сигнала  $P_{\text{прп}} = 1 - P_{\text{ло}}$ . Поэтому средняя длительность процедуры **последовательного** анализа при отсутствии полезного сигнала **зависит** только от заданной вероятности  $P_{\text{о}}$ , причем возрастает с ее **увеличением**.

2. При наличии на входе обнаружителя полезного сигнала процедура **последовательного** анализа **заканчивается** **обычно** **выходом** за верхний порог. Значение же верхнего порога ( $\ln A$ ) определяется в основном допустимой вероятностью ложного обнаружения. Следовательно, длительность анализа при наличии сигнала зависит от допустимой вероятности  $P_{\text{ло}}$  и интенсивности ожидаемого сигнала.

Преимущество обнаружителя **последовательного** анализа по сравнению с обнаружителем **Неймана—Пирсона** **состоит** в том, что среднее значение числа выборок сигнала  $N$ , необходимое для принятия решений с заданными вероятностями  $P_{\text{ло}}$  и  $P_{\text{о}}$ , при **последовательном** анализе меньше, чем фиксированное число выборок  $N$ , необходимое в обнаружителе **Неймана—Пирсона**. Следовательно, имеется принципиальная возможность сократить расход энергии на обнаружение каждой цели. Эта возможность может быть легко реализована в РЛС с программируемым обзором, в которых луч антенны может быть задержан в зондируемом **направлении** до принятия окончательного решения. Однако указанное преимущество обнаружителя **последовательного** анализа строго доказано только для одноканального случая, т. е. для обнаружения в одном выбранном интервале разрешения по дальности РЛС. При обработке же радиолокационной информации требуется принимать решения одновременно во **всех** **элементах** **разрешения** по дальности. Эффективность **последовательного** анализа определяется в этом случае средним числом зондирующих **сигналов**, необходимым для принятия окончательного решения во всех элементах раз-

решения с заданными вероятностями  $P_0$  и  $P_{л0}$ . Это число определяется по формуле

$$\bar{n} = \max_k \bar{n}_k, \quad (2.46)$$

где  $m$  — число анализируемых элементов разрешения по дальности,  $\bar{n}_k$  — средняя длительность последовательного анализа в  $k$ -м элементе разрешения.

Оптимальность многоканальной последовательной процедуры не доказана. Отсутствуют также аналитические методы расчета эффективности многоканальных последовательных обнаружителей. Поэтому анализ производится обычно в каждом конкретном случае методом моделирования. Ниже приводятся некоторые результаты такого анализа.

1. При последовательном анализе в многоканальной системе возможны два типа процедур:

с независимым принятием решения в каналах, когда после достижения одного из порогов испытание в данном канале прекращается;

с одновременным принятием решения после того, как все значения частных отношений правдоподобия выйдут за один из порогов; в этом случае возможны многократные пересечения порогов.

Среднее число испытаний как в первом, так и во втором случае будет определяться по формуле (2.46), однако процедура второго типа является более экономной в смысле **требуемого** среднего числа испытаний, так как позволяет повысить нижний порог и, следовательно, **уменьшить** зону неопределенности между порогом. Это иллюстрируется рис. 2.8, где показаны результаты расчетов нижнего порога принятия решения при заданных  $P_0=0,7$ ,  $P_{л0}=10^{-3}$  для различных отношений флюктуирующего сигнала к помехе по мощности  $q^2$  в зависимости от числа

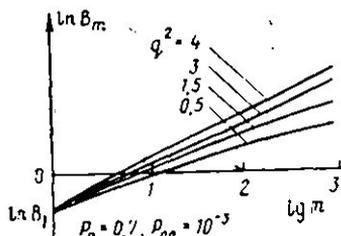


Рис. 2.8

каналов  $m$ . Из рисунка видно, что нижний порог растет с увеличением  $q^2$  и  $m$ . В этом случае при фиксированном значении нижнего порога вероятность пропуска сигнала уменьшается обратно пропорционально числу каналов  $m$ , тогда как для процедуры первого типа эта вероятность не зависит от  $m$ .

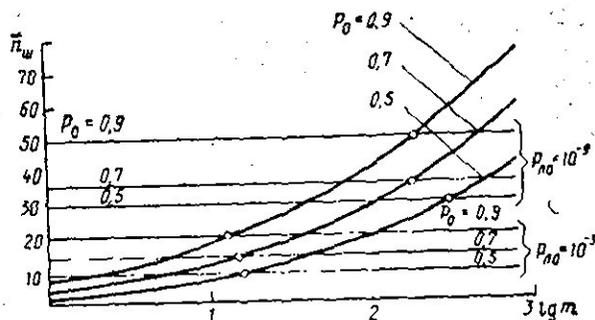


Рис. 2.9

2. При **отсутствии сигнала** средняя длительность последовательного анализа в **одноканальной системе зависит** только от заданной вероятности правильного обнаружения  $P_o$ . В **многоканальной системе** наблюдается зависимость средней длительности процедуры последовательного анализа в шумах как от заданной вероятности правильного обнаружения  $P_o$ , так и от числа каналов  $m$ .

Зависимости средней длительности многоканального последовательного анализа при заданных  $P_o$  и  $P_{ло}$  и  $q^2=1,5$ , полученные модулированием<sup>1</sup>, приведены на рис. 2.9. Горизонтальными линиями обозначены длительности процедур **Неймана—Пирсона** для каждой пары заданных  $P_o$  и  $P_{ло}$ . Точки пересечения соответствующих кривых определяют число каналов  $m$ , при котором длительность процедур **Неймана—Пирсона** и последовательного анализа одинаковы. Очевидно, что **последовательный анализ эффективнее**, если  $\bar{n}_{ш н-п} < \bar{n}_{ш н-п}$ . Из рис. 2.9 следует, что при **отсутствии сигнала** эффективность многоканального последовательного анализа тем выше, чем меньше заданная вероятность ложного обнаружения  $P_{ло}$ . Для одного значения  $P_{ло}$  эффективность **многоканального последовательного анализа** увеличивается с уменьшением  $P_o$ .

3. В **многоканальной системе** средняя длительность последовательного анализа в **сигнальном направлении** уже при небольшом числе элементов разрешения становится соизмеримой со средней длительностью анализа в **направлении, где сигнал отсутствует**. Следовательно, средняя длительность процедуры до принятия решения опреде-

<sup>1</sup> Моделирование выполнено П. С. Давиденко.

ляется главным образом длительностью анализа в направлении, где сигнал отсутствует.

4. При последовательном анализе в многоканальной системе длительность процедуры может затянуться до пределов, недопустимых по энергетическим или тактическим соображениям. Единственным путем для избавления от такой длительной задержки луча в направлении зондирования является введение усечения процедуры последовательного анализа на  $n_{\text{усч}}$ -м шаге с принятием решения по превышению некоторого фиксированного порога  $C$ . При этом вероятность принятия ошибочных решений

$$P_{\text{ош усч}} = P_{\text{ош}}(\bar{n} < n_{\text{усч}}) + P_{\text{ош}}(C) (1 - P_{\text{ош}}(\bar{n} < n_{\text{усч}})), \quad (2.47)$$

где  $P_{\text{ош}}(\bar{n} < n_{\text{усч}})$  — вероятность принятия ошибочного решения при анализе до усечения;  $P_{\text{ош}}(C)$  — вероятность принятия ошибочного решения при сравнении решающей статистики с порогом  $C$ . Очевидно, что можно выбрать такие  $n_{\text{усч}}$  и  $C$ , при которых дополнительные ошибки из-за усечения будут удовлетворять условию

$$\begin{aligned} P_{\text{ло}}(C) &\leq P_{\text{ло доп}} - P_{\text{ло}}(\bar{n} < n_{\text{усч}}); \\ P_{\text{прп}}(C) &\leq P_{\text{прп доп}} - P_{\text{прп}}(\bar{n} < n_{\text{усч}}). \end{aligned} \quad (2.48)$$

Алгоритм выбора  $n_{\text{усч}}$  и  $C$ , удовлетворяющих условию (2.48), сводится к следующему: при некотором  $n = n_{\text{усч}1}$  выбираем  $C$  такое, что выполняется первое условие (2.48). Если при этом второе условие также выполняется, выбор закончен, если нет, берем  $n_{\text{усч}2} = n_{\text{усч}1} + 1$  и повторяем проверку условий. В теории последовательного анализа [1] доказывалось, что требуемые  $n_{\text{усч}}$  и  $C$  существуют. Введение усечения мало влияет на среднюю длительность последовательного анализа при отсутствии сигнала и несколько уменьшает эту характеристику в направлениях, где имеется сигнал.

5. При **квантовом** квантовании выборки сигналов алгоритм последовательного анализа существенно упрощается, однако эффективность процедуры уменьшается. В этом случае дополнительные потери в средней длительности анализа могут достигать до 15 ... 30%. Потери из-за квантования можно снизить до 2 ... 5% уже при семи-восьми уровнях квантования. Это даёт основание на разработку цифровых последовательных обнаружителей с малой разрядностью представления выборки сигналов.

6. В связи со сравнением эффективности обнаружителей последовательного анализа и обнаружителей, основан-

ных на анализе выборки фиксированного объема, представляет интерес рассмотрение так называемых двухэтапных обнаружителей. Процедура двухэтапного обнаружения заключается в том, что сначала по выборке заранее фиксированного объема  $n_1$  производится обработка с заданными характеристиками  $P_{01}$  и  $P_{101}$ . Если принято решение об отсутствии сигнала, то на этом процедура обнаружения заканчивается. В противном случае проводится дополнительный анализ «подозрительных» элементов и на это тратится еще  $n_2$  выборок и обеспечиваются характеристики  $P_{02}$  и  $P_{102}$ . При этом по результатам двух этапов

$$P_0 = P_{01} P_{02}, \quad P_{10} = P_{101} P_{102}.$$

Решая задачу оптимизации двухэтапной процедуры, можно выбрать такие значения  $n_1$  и  $n_2$ , чтобы средняя длительность процедуры была минимальной. При этом

где при  $P_{101} \ll 1$

$$P_{10} = (1 - P_{101})^{m_1} \approx m_1 P_{101} \quad (2.50)$$

— вероятность повторного зондирования направления, в котором сигнал отсутствует;  $m_1$  — число элементов разрешения на 1-м этапе;  $\bar{n}_{с2}$ ,  $\bar{n}_{ш2}$  — средняя длительность процедуры на 2-м этапе при наличии и отсутствии сигнала соответственно.

Двухэтапный обнаружитель позволяет получить выигрыш в длительности процедуры по сравнению с обнаружителем по выборке фиксированного объема от 25 до 40 % в зависимости от заданных характеристик обнаружения. При обнаружении с большими значениями  $P_{10}$  (порядка  $10^{-3}$ ) и при большом числе элементов разрешения двухэтапный обнаружитель может быть эффективнее последовательного.

Цифровые программные обнаружители пачек двоично-квантованных сигналов. В практике инженерного проектирования обнаружителей пачек двоично-квантованных сигналов часто используются эвристические алгоритмы, фиксирующие наличие сигнала по плотности единиц в пределах каждого интервала временной дискретизации выборок на выходе детектора огибающей.

Наиболее распространенными из этого класса алгоритмов являются так называемые программные обнаружители, фиксирующие начало пачки по наличию  $l$  единиц на  $t$  смежных позициях, где  $l \leq m$ ,  $m \leq 5 \dots 10$  (критерий « $l$  из  $m$ » или « $l/m$ »). Критерий фиксации начала пачки

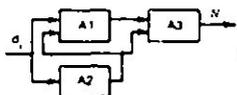


Рис. 2.10

является одновременно критерием ее обнаружения. Для исключения неоднозначности при отсчете угловой координаты пачки устанавливается критерий конца пачки. Обычно **конец** пачки фиксируется по наличию серий из  $k$  пропусков (нулей) **по дряд** ( $k=2 \dots 3$ ). Для счета позиций между началом и **концом** пачки применяют двоичные счетчики.

Каждая из рассмотренных операций может быть реализована с **помощью** конечного цифрового автомата. Композиция этих автоматов дает структурную схему программного обнаружителя (рис. 2.10, где  $A1$  — конечный автомат, реализующий критерий обнаружения « $l/m$ »,  $A2$  — конечный автомат, реализующий критерий конца пачки по серии из  $k$  нулей;  $A3$  — конечный автомат (счетчик), предназначенный для счета позиций от момента обнаружения пачки до момента сброса накопленной информации).

Используя известные методы композиции абстрактных цифровых автоматов [20], можно для каждого конкретного набора значений  $l$ ,  $m$  и  $k$  получить матрицу переходов и граф объединенного автомата, реализующего программу « $l/m-k$ ». Граф является исходным для разработки средств реализации **алгоритма**, а матрица переходов позволяет обоснованно подойти к расчету характеристик качества программных обнаружителей [20, 21].

К другой группе алгоритмов рассматриваемого класса относятся **цифровые накопители** двоично-квантованных сигналов. Начало пачки фиксируется накопителем по первой **единице**, полученной после сброса счетчика-накопителя. Конец пачки фиксируется при появлении серии из  $k$  нулей, т. е. так же, как и в программных обнаружителях. Сигнал обнаружения выдается в момент сброса счетчика, если накопленное в нем число единиц равно или больше порогового  $N_{пор}$ . Накопители другого типа строятся так, что в счетчике накапливаются не число единиц между сериями из  $k$  и более пропусков подряд, а число позиций (тактов) в тех же пределах, характеризующее ширину пачки. При этом пропуски единиц на внутренних позициях пачки восстанавливаются. В таких накопителях проще реализуется алгоритм отсчета угловой координаты пачки [21].

Анализ характеристик качества цифровых программ-

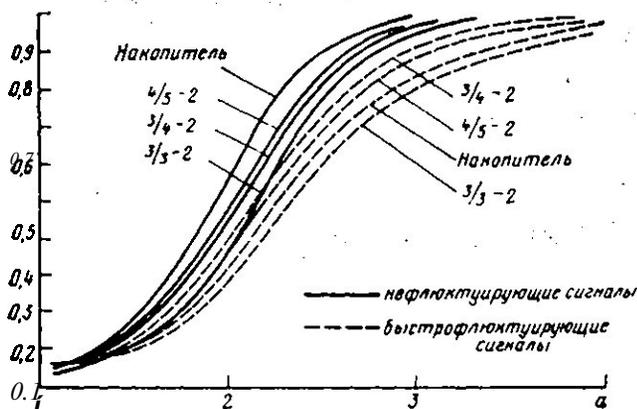


Рис. 2.11

ных обнаружителей и накопителей может производиться аналитическим методом или методом моделирования. В качестве примера на рис. 2.11 представлены графики вероятности обнаружения программными обнаружителями « $3/3-2$ », « $3/4-2$ » и « $4/5-2$ » и цифровым накопителем единиц при фиксированной вероятности ложного обнаружения  $P_{\text{ло}}=10^{-4}$  для пачки из 15 импульсов, модулированных огибающей ДН антенны вида  $g(x) = |\sin x/x|$ . Пороги двоичного квантования рассчитывались по методике, изложенной в [20]. Для накопителя порог обнаружения (порог счетчика)  $N_{\text{пор}}$  рассчитывался по формуле:

$$N_{\text{пор}} = \text{entier } 1,5 \sqrt{\sum_{i=1}^N g_i} \quad (i = 1, \dots, 15).$$

Результаты моделирования показывают:

1. При обнаружении **нефлюктуирующих** сигналов накопители эффективнее программных обнаружителей, а **быстрофлюктуирующих** сигналов — программные обнаружители с «мягким» критерием обнаружения « $l/m$ » ( $l < m$ )

2. Потери в пороговом сигнале при обнаружении пачки сигналов в «движущемся окне» программными обнаружителями и накопителем невелики. Цифровая реализация таких обнаружителей достаточно проста, что делает целесообразным их применение в тех случаях, ко-

гда требования простоты реализации преобладают над требованиями минимизации энергетических потерь.

3. При двухэтапном обнаружении программные обнаружители целесообразно применять на первом этапе.

### 2.3. Цифровые обнаружители сигналов на фоне помех с неизвестными параметрами

**Постановка задач** синтеза обнаружителей. Задачи синтеза оптимальных обнаружителей решаются в предположении априори известной помеховой ситуации и при заданных энергетических и статистических характеристиках полезных сигналов. Полученные при этом оптимальные алгоритмы обладают наилучшими характеристиками только для тех условий функционирования, которые принимались при синтезе. Изменение помеховой ситуации (обстановки) или отклонение от принятых при синтезе характеристик сигналов приводит, как правило, к резкому ухудшению эффективности алгоритмов или даже к потере их работоспособности.

Практические ситуации обнаружения радиолокационных сигналов характеризуются большей или меньшей степенью неопределенности энергетических и статистических характеристик сигналов и помех. Кроме того, эти характеристики подвержены изменению во времени. Так, в реальных условиях скачкообразное изменение интенсивности помех может достигать десятков децибел. Изменение же интенсивности всего на 2 ... 3 дБ при фиксированном пороге обнаружения приводит к изменению вероятности ложного обнаружения примерно на четыре порядка [25]. Поэтому особый интерес представляет синтез алгоритмов, обладающих достаточно стабильными показателями качества при изменении условий работы, т. е. устойчивых алгоритмов. Обычно ставится задача обеспечить устойчивость не всех, а только наиболее важных показателей качества или только одного из них — вероятности ложного обнаружения  $P_{\text{л.о.}}$ . В последнем случае говорят об алгоритмах обнаружения со стабилизацией вероятности ложного обнаружения.

В зависимости от имеющейся априорной информации о сигналах и помехах различают параметрическую и непараметрическую неопределенность. В первом случае считаются известными плотности вероятности выборок как при наличии  $\omega_{\text{сн}}(U)$ , так и при отсутствии  $\omega_{\text{ш}}(U)$  полезного сигнала, а неизвестными лишь некоторые параметры этих функций. Изменение внешних условий функциониро-

**вания** состоит в изменении характеристик помехи (математического ожидания, дисперсии, корреляционных моментов и т. д.). Устойчивые алгоритмы обнаружения, обеспечивающие стабилизацию вероятности ложного обнаружения, строятся в данном случае как адаптивные и включают получение оценок неизвестных характеристик помехи и использование этих оценок для нормировки входного сигнала или управления порогом обнаружения. Во втором случае обычно неизвестен вид функции распределения сигналов и помех как при наличии, так и при отсутствии полезного сигнала. В этом случае синтез устойчивых алгоритмов обнаружения производится на основе методов проверки непараметрических статистических гипотез. Получаемые непараметрические алгоритмы обнаружения сигналов обладают независимостью (инвариантностью) вероятности ложного обнаружения от распределения огибающей помехи  $\omega_N(U)$ . Однако непременным условием инвариантности непараметрических алгоритмов обнаружения является статистическая независимость выборочных значений входных сигналов. При наличии корреляции выборок входных сигналов применяют смешанные алгоритмы, использующие параметрические и непараметрические статистики.

В последнее время введено понятие робастных алгоритмов обработки сигналов [25, 39, 45] — алгоритмов, которые способны обеспечивать лучшие характеристики обнаружения, чем инвариантные, при наличии некоторой информации о распределении помехи и большую устойчивость, чем оптимальные, при отклонении распределения помехи от принятой модели при синтезе.

Неопределенность статистических характеристик помехи может быть задана, например, в виде (для одномерной выборки)

$$\omega_N(U) = (1-\varepsilon)\omega_{N^0}(U) + \varepsilon\omega'_{N'}(U),$$

где  $\varepsilon > 0$  — малое действительное число;  $\omega_{N^0}(U)$  — известное распределение;  $\omega'_{N'}(U)$  — неизвестное распределение из заданного класса распределений.

Когда  $\omega_{N^0}(U)$  — нормальное распределение, а выборки помехи однородны, робастный обнаружитель должен накапливать статистику, являющуюся нелинейной функцией двустороннего ограничителя [45]

$$\zeta(U) \begin{cases} U_0, & U > U_0. \end{cases}$$

При наличии нестационарных помех («кромки» помех, импульсные помехи) в процессе формирования порога робастного обнаружителя рекомендуется применять логическую обработку принимаемой выборки. Один из простейших вариантов робастного алгоритма такого типа (при  $N$  четном):

$$U > C \max \left[ \frac{2}{N} \prod_{i=1}^{N/2} U_i, \frac{2}{N} \sum_{i=N/2+1}^N U_i \right],$$

где  $N$  — объем выборки, используемый при формировании порога;  $C$  — константа.

Эффективность алгоритмов обнаружения сигналов на фоне помех с неизвестными параметрами по сравнению с оптимальными алгоритмами (в случае известных параметров помех) оценивается требуемым увеличением порогового отношения сигнал-помеха для получения одинаковых показателей качества. Потери в отношении сигнал-помеха [дБ] определяются выражением

$$L = 10 \lg (q_1^2 / q_0^2),$$

где  $q_0^2$  — пороговое отношение сигнал-помеха, обеспечивающее заданную вероятность обнаружения  $P_0$  при некоторой фиксированной вероятности ложного обнаружения для оптимального алгоритма;  $q_1^2$  — пороговое отношение сигнал-помеха, обеспечивающее те же характеристики для алгоритма обнаружения на фоне помех с неизвестными параметрами.

Для сравнения относительной эффективности обнаружителей можно применять также так называемый коэффициент асимптотической относительной эффективности:

$$E(A_1, A_2, P_{\text{ю}}, P_0) = \lim_{N_1, N_2 \rightarrow \infty} (N_2 / N_1),$$

где  $N_1, N_2$  — объемы выборок, необходимые обнаружителям  $A_1$  и  $A_2$  для достижения одной и той же  $P_0$  при заданной  $P_{\text{ю}}$  (при этом суммарная энергия сигнала предполагается независимой от объема выборки). Если  $E(\cdot) > 1$ , алгоритм  $A_1$  более эффективен, чем алгоритм  $A_2$ .

Адаптивные **цифровые** обнаружители. Для преодоления априорной параметрической неопределенности применяется формирование на основе результатов наблюдений оценок неизвестных параметров сигналов и помех или их распределение [25]. Эти оценки используются затем при решении задач обнаружения вместо неизвестных истинных

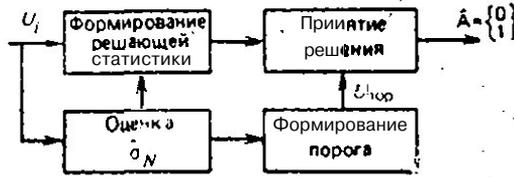


Рис. 2.12

параметров. Алгоритмы, в которых используются **полученные** по данным предварительной оценки распределения, их параметры или какие-либо другие статистические характеристики входных сигналов, называют адаптивными алгоритмами обнаружения.

При наличии неизвестного параметра  $\Theta$  можно записать условие отношения правдоподобия в виде

$$l(U|\theta) = w_{\text{ХН}}(U|\theta) / w_{\text{Н}}(U|\theta).$$

Если теперь каким-либо статистическим методом получена оценка  $\hat{\Theta}$  неизвестного параметра, то это соотношение позволяет вычислить безусловное отношение правдоподобия, на основе которого можно синтезировать оптимальный алгоритм обнаружения. Оценка неизвестного параметра обычно находится методом максимального правдоподобия на основе решения уравнения  $\left. \frac{dw(U|\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\hat{\theta}} = 0$ .

Таким образом, суть подхода к адаптации в этом случае состоит в том, что сначала по ограниченной выборке входных данных находится оценка максимального правдоподобия для неизвестных параметров распределения, а затем решается задача оптимального обнаружения при фиксированном значении этих параметров  $\theta = \hat{\theta}$ . Эффективность такого алгоритма будет зависеть от качества оценок неизвестных параметров, что определяется объемом **выборки**, используемой для их получения (так называемой обучающей выборки).

Основной задачей **адаптации** является стабилизация уровня ложного обнаружения. Поэтому в составе адаптивного обнаружителя (рис. 2.12) должно быть устройство, вычисляющее оценку текущих параметров помехи. Эти оценочные значения параметров помехи используются далее в блоке формирования решающей статистики  $Z_U =$   
 $= i \left( \frac{\sum U_i}{\sum \sigma_{N_i}} \right)$  для нормировки принятых сигналов, а также

после некоторого функционального преобразования для установки адаптивного порога обнаружения.

Однако из-за **ограниченности** объема выборки  $m$ , используемой для расчета параметров помехи, нестационарности непрерывной помехи (скачков интенсивности непрерывной помехи), а также из-за влияния сугубо нестационарных помех (например, хаотических импульсных) имеют место существенные отклонения  $P_{\text{ло}}$  от заданного значения. **Причем** характерным является то, что эти отклонения в рассматриваемом обнаружителе не контролируются и не используются в процедуре адаптации.

Существуют специальные способы уменьшения влияния нестационарности непрерывных помех и хаотических импульсных помех в адаптивных обнаружителях.

1. Выборка помех для вычисления, например, дисперсии  $\sigma_N^2$  производится при каждом зондировании и в непосредственной близости по дальности с ячейкой, исследуемой на наличие сигнала от цели, т. е. используется  $m$  соседних с исследуемой ячейкой интервалов временной дискретизации, которые считаются помеховыми. **При** этом предполагается, что выборки помехи являются некоррелированными и обладают определенным интервалом стационарности по мощности (интервалом квазистационарности). Чтобы уменьшить влияние скачков интенсивности помех на смешение оценки  $\sigma_N^2$ , для испытания на наличие сигнала выбирается ячейка, находящаяся в середине из  $m+1$  смежных ячеек. Процедура оценки  $\sigma_N$  и нормирования напряжения «сигнальной» ячейки поясняется рис. 2.13.

2. Для уменьшения чувствительности оценки дисперсии  $\sigma_N^2$  к **воздействию** мешающих сигналов (хаотических импульсных помех) большой мощности используется предварительное сравнение выборок сигналов, полученных в двух соседних элементах дискретизации по дальности, используемого для обнаружения хаотических импульсных помех (метод контраста [25]). **В** соответствии с этим методом **выборочное** значение  $U_i$  попадает в устройство оценки дисперсии помехи, если оно не превышает порог, т. е. если выполняется условие  $U_i < CU_{i-1}$  ( $0 < C < 1$ ). Если это условие не выполняется, то проверяется результат предыдущего сравнения и при  $U_{i-1} < CU_{i-2}$  значение  $U_i$  исключается, а объем обучающей выборки уменьшается на единицу, если же  $U_{i-1} > CU_{i-2}$ , то выборочное значение  $U_i$  заменяется значением порога  $CU_{i-1}$ . **Константа**

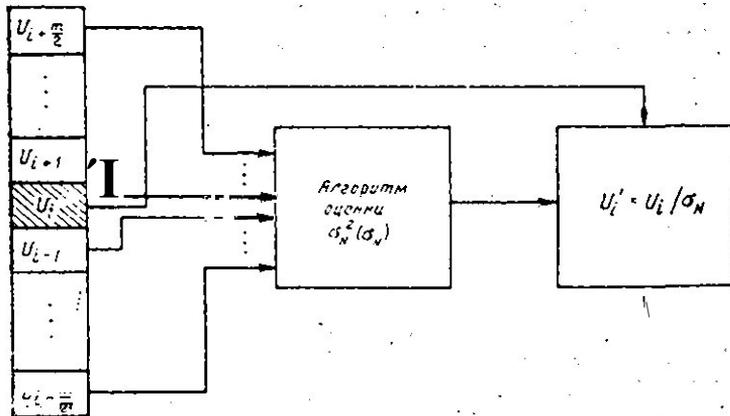


Рис. 2.13

$C$  выбирается таким образом, чтобы согласовать допустимые потери при отсутствии мешающих сигналов с требуемой точностью оценки дисперсии помехи в заданном диапазоне изменения скважности и интенсивности хаотической импульсной помехи. Выбор  $C$  производится обычно методом моделирования.

3. Если в процессе анализа обучающей выборки имеется возможность не только обнаруживать хаотические импульсные помехи, но и измерять их амплитуды, тогда значение нормирующего множителя в адаптивном обнаружителе определяется следующим образом. Пусть из  $m$  выборок помехи  $i$  «поражено» хаотической импульсной помехой. Тогда оценка дисперсии непрерывных помех (при нормальном распределении и нулевом математическом ожидании)

$$\hat{\sigma}_N^2 = \sum_{j=1}^{m-l} U_j^2 / (m-l), \quad (2.51)$$

а оценка дисперсии хаотической импульсной помехи

$$\hat{\sigma}_{\text{хип}}^2 = \frac{1}{l} \sum_{j=1}^l U_{j\text{хип}}^2$$

В рассматриваемом случае сигнальные выборки должны нормироваться с весом

$$w = 1 / (1 + \gamma), \quad \text{где } \gamma = \hat{\sigma}_{\text{хип}}^2 / \hat{\sigma}_N^2. \quad (2.52)$$

Метод эффективен, если выборка хаотической импульсной помехи занимает не более 0,25 ... 0,3 обучающей выборки и объем ее  $m \geq 15 \dots 20$ .

Рассмотренные методы адаптации к уровню помех имеют **общий недостаток** — число ложных сигналов на выходе обнаружителя никак не контролируется, т. е. изменение этого числа не обнаруживается и не **вызывает ответной** реакции системы. Поэтому в системах автоматической обработки радиолокационных сигналов, где **стабилизация** вероятности ложного обнаружения чрезвычайно важна, наряду с нормализацией применяют устройства стабилизации вероятности ложного обнаружения, построенные по принципу **замкнутой** или **разомкнутой** системы регулирования порога решения.

**Непараметрические цифровые обнаружители.** При непараметрической неопределенности неизвестен вид плотности распределения выборок  $\psi(U)$  как при отсутствии, так и при наличии полезного сигнала. В этом случае для решения задач обнаружения применяют непараметрические методы теории статистических решений. Это позволяет синтезировать алгоритмы обнаружения сигналов с **вероятностью**  $P_{\text{ло}}$ , не зависящей от вида функции  $\psi(U)$ , т. е. с постоянной вероятностью ложного обнаружения в широком классе неизвестных распределений входных сигналов. Поскольку требование постоянства  $P_{\text{ло}}$  является основным для цифровых систем обработки радиолокационных сигналов, то изучение возможностей и принципов реализации непараметрических алгоритмов обнаружения представляет большой интерес.

Отметим, что в непараметрических цифровых обнаружителях используются не сами значения выборочных отсчетов входных сигналов, а их взаимная **упорядоченность**, характеризуемая векторами «**знаков**» и «**рангов**». Поэтому первоначальной операцией непараметрических алгоритмов является преобразование последовательности входных сигналов  $\{U_1, U_2, \dots, U_N\}$  в последовательности знаков  $\{\text{sgn } U_1, \text{sgn } U_2, \dots, \text{sgn } U_N\}$  или рангов  $\{\text{rang } U_1, \text{rang } U_2, \dots, \text{rang } U_N\}$ . При этом в классической задаче непараметрического преобразования необходимым условием является статистическая независимость **элементов** выборки входных **сигналов**, т. е.

$$\psi(U_1, U_2, \dots, U_N) = \prod_{l=1}^N \psi(U_l).$$

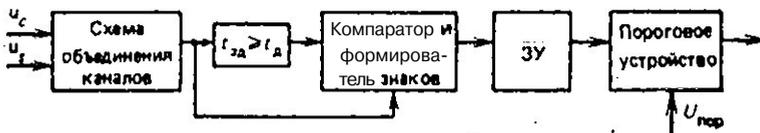


Рис. 2.14

Ниже рассматриваются принципы построения знаковых и ранговых непараметрических обнаружителей.

**Знаковые непараметрические обнаружители.** При двухполярном входном сигнале выборка знаков  $\{\text{sgn } U_1, \text{sgn } U_2, \dots, \text{sgn } U_N\}$  формируется по правилу  $\text{sgn } U_i = U_i / |U_i|$ . Элементы этой выборки имеют всего два возможных значения:  $+1$ , если  $U_i \geq 0$ , и  $-1$ , если  $U_i < 0$ . В области стационарной помехи с симметричным относительно нуля распределением число положительных и отрицательных знаков в независимой выборке помехи (при  $N \rightarrow \infty$ ) будет одинаковым. При появлении положительного сигнала вероятность положительных знаков в выборке становится больше, чем вероятность отрицательных, что и позволяет обнаруживать сигнал.

На выходе устройства объединения квадратурных каналов (или на выходе детектора огибающей) для получения выборки знаков применяется схема, приведенная на рис. 2.14. В этой схеме сигналы на вход формирователя знаков поступают по двум каналам, в одном из которых введено звено задержки на время  $t_d$  (интервал дискретизации входного сигнала). Задержанные и незадержанные сигналы сравниваются в компараторе. Выходные сигналы компаратора

$$\Delta U[k t_d] = U[k t_d] - U[(k-1) t_d] \quad (2.53)$$

преобразуются затем в знаки по формуле

$$\text{sgn}(\Delta U[k t_d]) = \begin{cases} +1, & \text{если } \Delta U[k t_d] \geq 0, \\ -1, & \text{если } \Delta U[k t_d] < 0. \end{cases} \quad (2.54)$$

Для каждого  $k$ -го интервала дискретизации (кольца дальности) по совокупности выборки знаков

$$\text{sgn}(ik) = \text{sgn}(\Delta U_i[k t_d]), \quad i=1, 2, \dots, N, \quad (2.55)$$

в  $N$  соседних периодах зондирования реализуется алгоритм обнаружения на основе линейной знаковой статистики  $\sum_{i=1}^N \text{sgn}(ik) \geq U_{\text{пор}}$  (где  $U_{\text{пор}}$  — порог обнаружения,

выбираемый исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения).

Рассматриваемый алгоритм реализует метод одностороннего контраста [25]. Основной предпосылкой при применении знакового алгоритма является большее значение функции контраста между выборками полезного сигнала и помех по сравнению с выборками одной помехи. Кроме рассмотренного здесь алгоритма в [22] описан ряд модифицированных знаковых алгоритмов. Качество знаковых непараметрических алгоритмов характеризуется с помощью коэффициентов асимптотической относительной эффективности. Показано, что для нефлюктуирующего сигнала коэффициент асимптотической относительной эффективности знакового алгоритма по отношению к оптимальному алгоритму при нормальном распределении помехи равен  $2/\pi = 0,65$ , т. е. использование знакового алгоритма дает в этом случае проигрыш примерно на 35% по сравнению с оптимальным. Однако при других распределениях помех эффективность знакового алгоритма может быть больше оптимального.

**Ранговые непараметрические обнаружители.** Для обеспечения постоянной вероятности ложного обнаружения при произвольном распределении помехи находят применение ранговые обнаружители, в которых для принятия решения используется ранговая информация, содержащаяся в выборочной последовательности входных сигналов. При этом, как и в знаковых обнаружителях, неизменным является условие независимости элементов ранжируемой выборки.

В практике радиолокационного обнаружения, когда число элементов (каналов) по дальности, в которых сигнал отсутствует, много больше числа сигнальных элементов, для ранжирования применяется способ контраста, суть которого сводится к следующему. Каждый из ранжируемых (принимаемых за сигнальный) отсчетов  $U_i^c$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) сравнивается с совокупностью опорных (шумовых) отсчетов  $U_{i1}^m, U_{i2}^m, \dots, U_{im}^m$ , взятых из смежных разрешаемых ячеек по дальности. В результате вычисляется ранг отсчета  $U_i^c$  по формуле

$$r_i = \text{rang } U_i^c = \sum_{j=1}^m X_{ij} \quad (2.56)$$

$$\begin{cases} 1, & \text{если } U_i^c - U_{ij}^m > 0, \\ 0, & \text{если } U_i^c - U_{ij}^m < 0. \end{cases}$$

Ранжируемую и опорные **выборки**, а также результаты вычисления рангов можно представить в виде

$$\begin{array}{c}
 \left[ \begin{array}{cccc}
 U_{11}^c & U_{11}^w & U_{12}^w & \dots & U_{1m}^w \\
 U_{21}^c & U_{21}^w & U_{22}^w & \dots & U_{2m}^w \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 U_{N1}^c & U_{N1}^w & U_{N2}^w & \dots & U_{Nm}^w
 \end{array} \right] \rightarrow \left[ \begin{array}{c}
 r_1 \\
 r_2 \\
 \vdots \\
 r_N
 \end{array} \right] = R_N, \quad r_i = 1, 2, \dots, m.
 \end{array}
 \quad (2.57)$$

Дальнейшая обработка состоит в накоплении некоторой ранговой статистики и сравнении ее значения с порогом:

$$\sum_{i=1}^N Z(r_i) \geq C, \quad i = 1, 2, \dots, N,$$

где  $Z(r_i)$  — известная функция от рангов;  $C$  — порог, выбираемый исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения. Простейшей является ранговая статистика Вилкоксона, определяемая суммой рангов. По критерию Вилкоксона решение об обнаружении принимается в соответствии с алгоритмом  $\sum_{i=1}^N r_i \geq C$ .

Относительная эффективность ранговых алгоритмов больше знаковых и для нефлюктуирующих сигналов при нормальном распределении помех оценивается значением  $3/\pi \approx 0,995$ . Таким образом, ранговые алгоритмы практически столь же эффективны, как и оптимальные. Большая эффективность ранговых алгоритмов по сравнению со знаковыми получается за счет усложнения алгоритма, так как ранжирование одного элемента выборки требует выполнения  $m+1$  операций сложения (вычитания) вместо одной операции сложения на элемент выборки в знаковом алгоритме. При последовательном (скользящем) вычислении рангов для всех элементов дальности  $m+1$  операций сложения должно быть выполнено за интервал дискретизации  $t_d$ .

В заключение необходимо отметить, что ранговые обнаружители обеспечивают стабильность вероятности ложного обнаружения, если опорная выборка однородна, т. е. если помеха на опорном интервале стационарна. Неоднородность опорных выборок оказывает дестабилизирующее

влияние на вероятность ложного обнаружения. Для ослабления этого влияния необходимо принимать специальные меры, одной из которых является рациональный выбор расположения опорной выборки относительно ранжируемого отсчета.

**Адаптивно-непараметрические** обнаружители. Непараметрические обнаружители не обеспечивают стабилизации вероятности ложного обнаружения при воздействии на входе коррелирующих помех. Например, для знаковых обнаружителей возрастание коэффициента корреляции входных сигналов от 0 до 0,5 приводит к увеличению вероятности ложного обнаружения  $P_{л0}$  на три-четыре порядка. Аналогичные (или даже более существенные) нестабильности  $P_{л0}$  имеют место и в непараметрических обнаружителях других типов.

Одним из способов стабилизации вероятности ложного обнаружения на выходе непараметрических обнаружителей при работе в условиях коррелированных помех является адаптивная подстройка порога в зависимости от корреляционных свойств помехи. Получаемый таким образом обнаружитель называется адаптивно-непараметрическим. Исходный непараметрический алгоритм, составляющий основу адаптивно-непараметрического алгоритма, должен обеспечивать постоянную вероятность ложного обнаружения при изменении дисперсии или вида плотности вероятности помехи, а подстройка порога должна компенсировать нестабильность вероятности ложного обнаружения при изменении корреляционной функции помехи.

Укрупненная структурная схема адаптивно-непараметрического обнаружителя приведена на рис. 2.15.

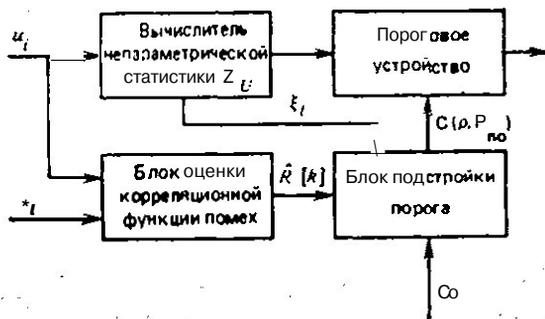


Рис. 2.15

**Вычислитель непараметрической** статистики реализует основную часть исходного непараметрического алгоритма

$Z_U = \sum_{i=1}^N \xi_i$ . Если, например, исходным является знаковый

алгоритм, то

$$\xi_i = \begin{cases} 1 & \text{если } U_i \geq 0, \\ -1 & \text{если } U_i < 0. \end{cases}$$

Для оценки корреляционной функции помехи  $R_N[k]$  могут быть использованы неклассифицированная выборка из основной анализируемой последовательности  $\{U_i\}$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ), а также обучающая выборка  $\{x_i\}$  со вспомогательного (опорного) канала. В случае использования неклассифицированной выборки корреляционная функция определяется по формуле

$$\hat{R}[k] = \frac{1}{N-k} \sum_{i=1}^{N-k} U_i U_{i+k} - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U_i \right)^2, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2.53)$$

Если известен вид  $R[k]$  (например, экспоненциальная  $R[k] = (R[1])^k$  или гауссовская  $R[k] = (R[1])^{k^2}$ ), то для автоподстройки порога обнаружения достаточно оценить коэффициент межпериодной корреляции помехи  $\hat{p} = R[1]/R[0]$ , поскольку все остальные  $R[k]$  с ним связаны однозначно.

В предположении, что порог обнаружения  $C$  зависит от заданной вероятности ложного обнаружения и коэффициента межпериодной корреляции помех, адаптивно-непараметрический знаковый алгоритм обнаружения имеет вид

$$Z_U = \sum_{i=1}^N \xi_i \geq C(\hat{p}, P_{\text{ло}}).$$

Вычисление порога упрощается, если последовательность величин  $\xi_i$ , определяемая через последовательность  $\{U_i\}$ , удовлетворяет условиям центральной предельной теоремы для зависимых отсчетов [68]. Тогда распределение статистики  $Z_U$  является асимптотически нормальным и вероятность ложного обнаружения определяется по

формуле

$$P = -2\Phi \left[ \frac{m_z(\hat{\rho}) - C(\hat{\rho}, P_{\text{до}})}{\sigma_z(\hat{\rho})} \right],$$
$$\Phi(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

Из этого выражения можно получить алгоритмы управления порога в виде

$$C(\hat{\rho}, P_{\text{до}}) = m_z(\hat{\rho}) - \Phi^{-1}[P_{\text{до}}\sigma_z(\hat{\rho})/2],$$

где  $\Phi^{-1}[\cdot]$  — функция, обратная функции нормального распределения;  $m_z(\hat{\rho})$  — математическое ожидание решающей статистики при коррелированном входном процессе, которое совпадает с математическим ожиданием решающей статистики исходного непараметрического алгоритма;  $\sigma_z^2(\hat{\rho})$  — дисперсия решающей статистики при коррелированном входном процессе.

Основная трудность синтеза адаптивно-непараметрических алгоритмов связана именно с нахождением дисперсии решающей статистики, которая зависит от стационарности входного процесса и способа формирования  $\xi_i$ .

Адаптивно-непараметрические алгоритмы обнаружения с подстраиваемым порогом на основе знаковых и ранговых критериев обладают **удовлетворительной** устойчивостью к изменению корреляционной функции помехи на входе. Так, результаты расчета и моделирования показывают, что с **изменением** коэффициента корреляции  $\rho$  от 0 до 0,5 вероятность ложного обнаружения на выходе адаптивно-непараметрического знакового обнаружителя **увеличивается** в 2 ... 5 раз, тогда как у исходного знакового обнаружителя с постоянным порогом она возрастает в 100 ... 300 раз. Аналогичными характеристиками по стабилизации вероятности ложного обнаружения обладают **адаптивно-непараметрические** ранговые алгоритмы обнаружения.

В заключение отметим, что кроме адаптивно-непараметрических алгоритмов для обнаружения сигналов на фоне коррелированных и некоррелированных помех с произвольным распределением могут быть применены цифровые адаптивные асимптотически оптимальные алгоритмы, а также алгоритмы с использованием принципов подобия и

инвариантности [23]. Каждый из них имеет свои особенности, определяющие целесообразность их применения в каждой конкретной ситуации. Алгоритмов, одинаково эффективных в неконтролируемом диапазоне входных воздействий, создать, очевидно, не представляется возможным.

#### 2.4. Цифровые измерители параметров сигналов

Оценка параметров сигналов, несущих информацию о координатах и характеристиках лоцируемых объектов, является одной из основных операций **первичной** обработки радиолокационных сигналов. Оценка параметров **начинается** после того, как принято **решение об обнаружении** сигнала (т. е. после того, как зафиксирован факт наличия цели в зондируемом направлении на определенной дистанции). При этом **обнаружение** цели уже связано с грубым определением ее координат (например, азимута с точностью до ширины ДН антенны, дальности с точностью до **размера** элемента разрешения и т. д.). Задача **измерителя** — уточнение первичных значений оцениваемых параметров до заданных значений.

В дальнейшем **предполагается**, что **совокупность сигналов**, по которым решается задача измерения **параметров**, расположена в движущемся «**окне**», размеры которого соответствуют ширине строка по **дальности** и ширине ДН антенны по угловым координатам. Все исходные предпосылки о статистике этих сигналов, введенные при рассмотрении алгоритмов обнаружения, остаются в силе.

Рассматриваются одномерные оценки основных неэнергетических параметров радиолокационных сигналов: **угловых** координат, доплеровской частоты (радиальной скорости) и времени задержки. Показателями качества одномерных измерений являются дисперсия ошибок  $\sigma_\theta^2$  (где  $\theta = \{\beta, \varepsilon, F_d, t_{зд}\}$ ) и трудоемкость реализации **соответствующих** алгоритмов.

Цифровой измеритель дальности до цели. Определение дальности в активной радиолокации производится в результате измерения времени задержки  $t_{зд}$  отраженного от цели сигнала относительно зондирующего в соответствии **С формулой**  $r_{ц} = 2t_{зд} / c$ .

В обзорных РЛС с равномерным круговым (секторным) сканированием антенны или ФАР, предназначенных для измерения координат большого числа целей, дальность до цели оценивается путем счета масштабных им-

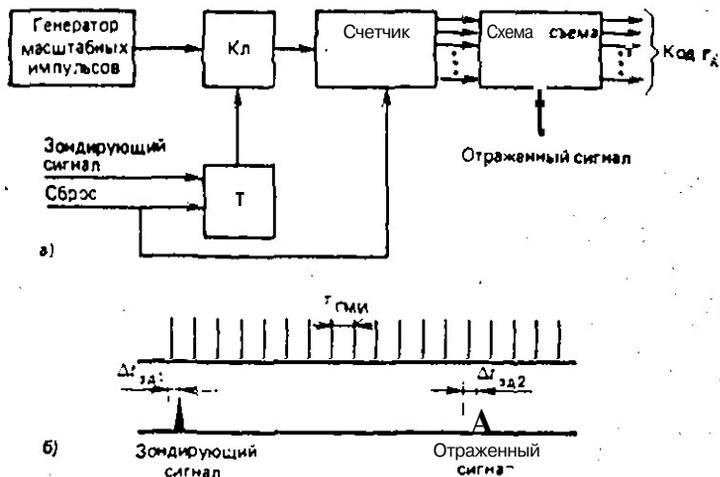


Рис. 2.16

пульсов времени от момента посылки зондирующего сигнала до момента приема отраженного сигнала (рис. 2.16,а). При этом с достаточной для практики точностью можно считать, что положение цели за время приема всей пачки не изменяется. Следовательно, дальность, измеренную по всем  $N$  импульсам пачки, можно усреднить:

$$\hat{r}_u = \sum_{\lambda=1}^N r_{\lambda},$$

а дисперсия оценки будет равна

$$\sigma_r^2 = \sigma_{r_{\lambda}}^2 / N, \quad (2.59)$$

где  $\sigma_{r_{\lambda}}^2$  — дисперсия оценки координаты дальности по одиночному отсчету.

Ошибку одиночного отсчета времени задержки рассматриваемой схемой, если временное положение счетных импульсов случайно относительно зондирующего сигнала, можно представить в виде суммы двух слагаемых:

$$\Delta t_{зд} = \Delta t_{зд1} + \Delta t_{зд2},$$

где  $\Delta t_{зд1}$  — случайный сдвиг первого счетного импульса относительно зондирующего сигнала;  $\Delta t_{зд2}$  — случайный

сдвиг отраженного сигнала относительно последнего **счетного** импульса (рис. 2.16,б). Обе эти ошибки — **независимые** случайные величины, равномерно распределенные в интервале  $-(\tau_{\text{ми}}/2 \dots + \tau_{\text{ми}}/2)$ . Поэтому дисперсия ошибки одиночного отсчета времени задержки в этом случае будет

$$\sigma_{\tau_{\text{зд}}}^2 = \sigma_{\text{ми}}^2/6 \quad (2.60)$$

Если же временное положение счетных импульсов синхронизовано с зондирующим сигналом, то  $\Delta t_{\text{зд}} = 0$  и дисперсия ошибки одиночного отсчета будет

$$\sigma_{\tau_{\text{зд}}}^2 = \tau_{\text{ми}}^2/12. \quad (2.61)$$

Рассмотренная схема цифрового измерителя дальности может быть реализована на спецвычислителе или на **ЦВМ**.

Алгоритмы **оценки** *угловой* координаты при **равномерном** сканировании антенны. Оптимальные алгоритмы измерения угловой координаты синтезируются обычно по критерию **максимального правдоподобия**. Вид функции правдоподобия **зависит** от статистических характеристик сигналов и помех, формы ДН антенной системы, а также от способа сканирования антенны РЛС в процессе измерения.

Сначала рассмотрим обработку пачки, полученной в результате *равномерного* вращения антенны в пределах **интервала** дискретизации по дальности.

I. При **многоуровневом квантовании** входных сигналов и весовых функций получим цифровой эквивалент оптимального измерителя угловой координаты в плоскости сканирования (в **двухкоординатной** обзорной РЛС — координаты азимута цели  $\beta_{\text{ц}}$ ).

Функция правдоподобия для **оценки** азимута по пачке из  $N$  нормированных **нефлюктуирующих** отраженных сигналов, принимаемых на фоне **стационарного** шума:

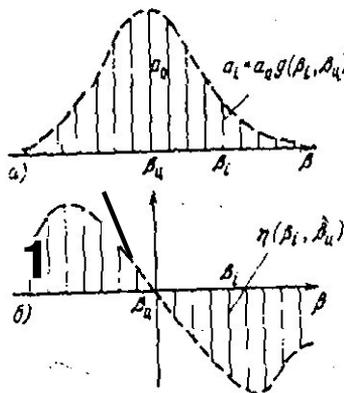


Рис. 2.17

$$L(u_1, u_2, \dots, u_N | a_0, \beta_u) = \prod_{i=1}^N \omega(u_i | a_i, \beta_i), \quad (2.62)$$

где для рассматриваемого случая

$$\omega(u_i | a_i, \beta_i) = u_i \exp [0.5(u_i^2 + a_i^2)] I_0(a_i u_i).$$

В свою очередь,  $a_i = a_0 g(\beta_i, \beta_u)$ , где  $a_0$  — отношение сигнал-шум по напряжению в центре пачки (рис. 2.17,а);  $g(\beta_i, \beta_u) = g[(\beta_i - \beta_u)/\varphi_0] = g(\alpha)$  — функция, описывающая огибающую ДН на прием и передачу в плоскости сканирования;  $\varphi_0$  — половина ширины основного лепестка ДН на нулевом уровне;  $\beta_i$  — значение азимутального угла при приеме  $i$ -го импульса пачки.

При фиксированном значении  $a_0$  окончательное выражение уравнения правдоподобия для оценки координаты  $\beta_u$  получим в виде [20, 21]

$$\sum_{i=1}^N u_i \eta_i(\beta_i, \hat{\beta}_u) = 0, \quad (2.63)$$

где

$$\eta_i(\beta_i, \hat{\beta}_u) = \partial g(\beta_i, \hat{\beta}_u) / \partial \hat{\beta}_u, \quad i = 1, \dots, N. \quad (2.63a)$$

— дискретная весовая функция (последовательность весовых коэффициентов) для взвешивания нормированных амплитуд принимаемых сигналов (рис. 2.17,б). Эта функция имеет вид дискриминационной характеристики, крутизна которой зависит от формы ДН, а нулевая точка совпадает с ее максимумом.

При оценке азимута цели по пачке быстрофлюктуирующих сигналов уравнение правдоподобия имеет вид

$$\sum_{i=1}^N u_i^2 \eta'_i(\beta_i, \hat{\beta}_u) = 0, \quad (2.64)$$

где

$$\eta'_i(\beta_i, \hat{\beta}_u) = \frac{g(\beta_i, \hat{\beta}_u)}{[1 + k_0^2 g^2(\beta_i, \hat{\beta}_u)]^2} \frac{\partial g(\beta_i, \hat{\beta}_u)}{\partial \hat{\beta}_u} \quad (2.64a)$$

— дискретная весовая функция для взвешивания нормированных амплитуд сигналов от быстрофлюктуирующей цели.

Сравнение выражений (2.63) и (2.64) показывает, что в отличие от случая нефлюктуирующей цели для оценки азимута быстрофлюктуирующей цели необходимо суммировать с весами квадраты амплитуд принимаемых импульсов пачки. В этом случае выражение для весовой функции  $\eta'(\beta_l, \beta_c)$  более сложно, однако ее характер не меняется.

Таким образом, оптимальный алгоритм оценки азимута цели при равномерном сканировании антенны включает следующие операции:

запоминание принимаемых сигналов в движущемся «окне», ширина которого соответствует длительности пачки;

взвешивание амплитуд **каждого** принимаемого сигнала в соответствии со значениями **соответствующих** весовых коэффициентов;

образование полусумм взвешенных амплитуд, принятых в движущемся «окне» **сигналов** слева и справа от нулевого значения весовой функции;

сравнение полусумм и фиксация позиции, где результат сравнения проходит через нулевое значение.

Упрощенная структурная схема для реализации алгоритмов (2.63) или (2.64) показана на рис. 2.18. В соответствии с этой схемой при приеме каждого сигнала для реализации алгоритма оценки необходимо выполнить  $N-1$  умножений и  $N-1$  сложений **многоразрядных** двоичных чисел.

Задача определения потенциальной точности оценки азимута цели по пачке принимаемых сигналов может быть решена с определенными допущениями **аналитическими** ме-

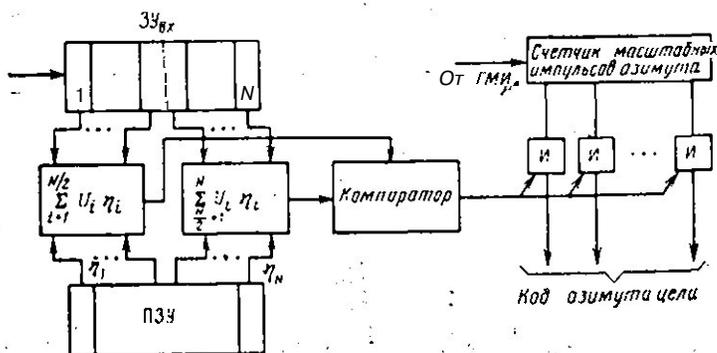


Рис. 2.18

тодами или методом моделирования. Результаты аналитических расчетов приведены в [20, 22].

2. При двоичном квантовании амплитуд принимаемых сигналов (весовая функция многоразрядная) функция правдоподобия оцениваемой угловой координаты  $\beta_u - L(\beta)$  имеет вид

$$L(\beta_u) = \prod_{i=1}^N p_{X_{N_i}}^{d_i} q_{X_{N_i}}^{1-d_i}, \quad (2.65)$$

где  $p_{X_{N_i}}$  — вероятность превышения входным сигналом порога двоичного квантования на  $i$ -и позиции пачки;  $q_{X_{N_i}} = 1 - p_{X_{N_i}}$ ;  $d_i = 1$ , если  $u_i \geq u_0$ , и  $d_i = 0$ , если  $u_i < u_0$  ( $u_0$  — порог ДВОИЧНОГО квантования сигналов).

Для нефлюктуирующих сигналов

$$p_{X_{N_i}} = \int_{u_0}^{\infty} u_i \exp\left[-\frac{u_i^2 + a_i^2}{2}\right] I_0(a_i, u_i) du_i,$$

а для флюктуирующих сигналов

$$p_{X_{N_i}} = \int_{u_0}^{\infty} \frac{u_i}{1 + k_i^2} \exp\left[-\frac{u_i^2}{2(1 + k_i^2)}\right] \cdot a u_i.$$

После соответствующих преобразований получим следующее уравнение правдоподобия для рассматриваемого случая

$$\sum_{i=1}^N d_i \eta''(\beta_i, \hat{\beta}_u) = 0, \quad (2.66)$$

где

$$\eta''(\beta_i, \hat{\beta}_u) = \frac{1}{p_{X_{N_i}} q_{X_{N_i}}} \frac{d p_{X_{N_i}}}{d \hat{\beta}_u} \quad (2.66a)$$

— весовая функция позиций сигнальной пачки при оценке азимута цели.

Вид этой функции аналогичен функции (2.63a), если сигнал не флюктуирует, или функции (2.64a), если сигнал флюктуирует.

Таким образом, оптимальная оценка угловой координаты сводится к образованию сумм значений весовых коэффициентов  $\eta''(\beta_i, \beta_u)$  на позициях, где  $d_i = 1$ , справа и

слева от нулевого значения весовой функции. Оценка координаты фиксируется при равенстве в установленных допусках накопленных таким образом сумм. Реализация алгоритма по сравнению с рассмотренным в п. 1 значительно упрощается, так как отсутствуют операции умножения многоразрядных чисел. Потенциальная точность такого измерителя, полученная из равенства Крамера — Рао [22], определяется по формуле

$$\sigma_{\hat{\beta}_u}^2 = \left[ \sum_{i=1}^N \left( \frac{d p_{x N_i}}{d \hat{\beta}_u} \right)^2 \frac{1}{p_{x N_i} q_{x N_i}} \right]^{-1} \quad (2.67)$$

3. При двоичном квантовании сигналов без учета формы ДН антенны приходим к эвристическим алгоритмам оценки угловой координаты:

а) по положению начального и конечного импульсов пачки

$$\hat{\beta}_u = \{0,5[\lambda - (l - 1) + \mu - k]\} \Delta_\beta, \quad (2.68)$$

где  $\lambda$  — номер позиции (относительно направления, выбранного за начало отсчета), на которой зафиксировано начало пачки по критерию  $l$  из  $m(l/m)$ ;  $\mu$  — номер позиции, на которой зафиксирован конец пачки по критерию  $k$  пропусков подряд;  $\Delta_\beta$  — угловая дискретность импульсов в пачке; алгоритм предусматривает компенсацию сдвига момента обнаружения пачки на  $(l-1)$ -й позиции и сдвига момента обнаружения конца пачки на  $k$  позиций;

б) по положению конечного импульса пачки и числу позиций от начального до конечного импульсов пачки

$$\hat{\beta}_u = \{\mu - 0,5(N_n - k - 1)\} \Delta_\beta, \quad (2.69)$$

где  $N_n$  — число позиций, соответствующее ширине обнаруженной пачки; этот алгоритм реализуется в цифровых накопителях двоично-квантованных сигналов.

Эвристические алгоритмы оценки угловой координаты наиболее просты в реализации, однако приводят к потере в точности по сравнению с оптимальными алгоритмами на 25 ... 30%.

Зависимости относительной дисперсии оценки угловой координаты по формулам (2.68) и (2.69) от отношения сигнал-помеха в центре пачки при  $N=15$ ,  $P_{\text{ло}}=10^{-4}$  (рис. 2.19) позволяют сравнить по точности рассмотренные оценки угловой координаты при равномерном сканировании антенны.

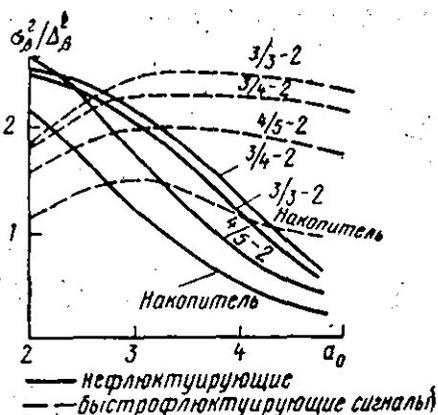


Рис. 2.19

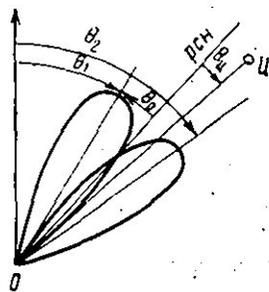


Рис. 2.20

Алгоритмы оценки **угловой координаты** при **дискретном сканировании** антенны. В РЛС сопровождения и управления для точного измерения угловых координат применяют методы **моноимпульсной поляризации** (в многоканальной системе) или дискретного сканирования (в одноканальной). При этом могут быть использованы следующие и неследящие измерители. В дальнейшем рассматривается синтез алгоритма неследящего цифрового измерителя **одной** угловой координаты в одноканальной РЛС с дискретным сканированием антенны.

При **измерении** методом дискретного сканирования антенна занимает два фиксированных положения (рис. 2.20), в каждом из которых направление **максимума** излучения относительно исходного направления соответствует углам  $\theta_1$  и  $\theta_2$  ( $\theta_2 > \theta_1$ ). Угол  $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$  называется углом дискретного сканирования. При отсчете углов относительно **равносигнального** направления (РСН) отклонение максимумов излучения при сканировании составляет  $\pm\theta_0$ , а отклонение цели  $\theta_{ц}$ .

Процесс измерения угловой координаты в плоскости дискретного сканирования антенны состоит в приеме  $n_1$  сигналов с направления  $\theta_1$  и  $n_2$  с направления  $\theta_2$ . При смещении цели  $\theta_{ц}$  относительно РСН амплитуды принимаемых с каждого направления сигналов неодинаковы и равны соответственно  $U_{1i}$  и  $U_{2i}$ . По отношению амплитуд этих сигналов можно определить угловое положение цели.

Как и прежде, **оптимальное** решение задачи оценки угловой координаты ищется по критерию максимального правдоподобия. В данном случае уравнение правдоподобия имеет вид

$$\left. \frac{\partial L(u_1, u_2 | \theta_{ц})}{\partial \theta_{ц}} \right|_{\theta_{ц} = \theta_{ц}^*} = 0, \quad (2.70)$$

где

$$u_1 = \left\| \frac{U_{11}}{\sigma_{ш1}} \frac{U_{12}}{\sigma_{ш2}} \dots \frac{U_{1n_1}}{\sigma_{шn_1}} \right\|^T = \| u_{11} u_{12} \dots u_{1n_1} \|^T;$$

$$u_2 = \left\| \frac{U_{21}}{\sigma_{ш2}} \frac{U_{22}}{\sigma_{ш2}} \dots \frac{U_{2n_2}}{\sigma_{ш2}} \right\|^T = \| u_{21} u_{22} \dots u_{2n_2} \|^T$$

— векторы нормированных амплитуд сигналов, принятых с направлений  $\theta_1$  и  $\theta_2$  соответственно.

Функция правдоподобия выборки  $L(\cdot)$  различна в зависимости от принятых моделей сигналов и помех. При отсутствии флюктуаций принимаемых сигналов и статистической независимости выборок функция правдоподобия может быть представлена в виде

$$L(u_1, u_2 | \theta_u) = \prod_{i=1}^{n_1} w_{\chi N}(u_{1i}) \prod_{j=1}^{n_2} w_{\chi N}(u_{2j}), \quad (2.71)$$

где

$$w_{\chi N}(u_{1i}) = u_{1i} \exp \left[ -\frac{\hat{u}_{1i}^2 + u_{1i}^2(\theta_u)}{2} \right] I_0(u_{1i} a_1(\theta_u)), \quad (2.72)$$

$$w_{\chi N}(u_{2j}) = u_{2j} \exp \left[ -\frac{u_{2j}^2 + a_2^2(\theta_u)}{2} \right] I_0(u_{2j} a_2(\theta_u)), \quad (2.73)$$

$$a_1(\theta_u) = a_0 g(\theta_u - \theta_0) = \text{flag}(\delta_c + \theta_u), \quad (2.74)$$

$$a_2(\theta_u) = a_0 g(\theta_u - \theta_u), \quad (2.75)$$

$g(\cdot)$  — нормированная функция огибающей ДН антенны;  $a_0$  — отношение сигнал-помеха по напряжению в максимуме ДН (одинаковое для обоих направлений).

Подставив выражение (2.71) в выражение (2.70) с учетом выражений (2.72)–(2.75), рассматривая случай сильного сигнала  $\ln I_0(u_{1i} a_1(\theta_u)) \approx u_{1i} a_1(\theta_u)$  после очевидных преобразований получим уравнение правдоподобия в окончательном виде

$$\sum_{i=1}^{n_1} u_{1i} + \xi(\hat{\theta}_u) = \sum_{j=1}^{n_2} u_{2j}$$

где

$$\xi(\hat{\theta}_u) = \frac{dg(\theta_0 - \hat{\theta}_u)}{d\theta_u} / \frac{dg(\theta_0 + \hat{\theta}_u)}{d\theta_u}. \quad (2.77)$$

Таким образом, обработка сигналов при измерении угловой координаты методом дискретного сканирования антенны сводится в данном случае к накоплению нормированных амплитуд сигналов в каждом из двух положений антенны с последующим решением уравнения (2.76) относительно  $\theta_u$ . При этом предполагаются известными параметры сигнала и помехи, характеризуемые значениями  $a_1$ ,  $\sigma_{\theta 1}$  и  $a_2$ ,  $\sigma_{\theta 2}$ , а также функция, описывающая ДН антенны.

Решение уравнения (2.76) в общем случае можно выполнить методом последовательного перебора путем разбиения интервала возможных значений положения цели относительно РСН, равного  $2\theta_0$ , на  $m$  дискретных значений. Число  $m = 2\theta_0 / \delta\theta_u$ , где  $\delta\theta_u$  — требуемая точность оценки угловой координаты.

Для сокращения времени решения функцию  $\xi(\theta_u)$  можно предварительно табулировать с дискретностью  $\delta\theta_u$ . Приближенное решение уравнения (2.76) можно получить следующим образом. Предположим,

что цель находится в некоторой достаточно малой окрестности РСН, так что можно считать (при  $\theta_n \rightarrow 0$ )

$$\xi(\theta_u) = g'(\theta_0 - \hat{\theta}_u) / g'(\theta_0 + \hat{\theta}_u) = -1.$$

В этом случае уравнение (2.76) принимает вид

$$u_{1l} - \sum_{j=1}^n u_{2j} = a_1 n_1 + a_2 n_2. \quad (2.78)$$

Полагая далее  $n_1 = n_2 = n$ ,  $\sum u_{1l} = \pi_1$ ,  $\sum u_{2j} = \pi_2$ , уравнение (2.78)

можно преобразовать к виду

$$\pi_1 - \pi_2 = na_0 [g(\theta_0 + \hat{\theta}_u) - g(\theta_0 - \hat{\theta}_u)]; \quad (2.79)$$

Для гауссовской формы ДН справедлива аппроксимация

$$g(\theta_0 - \hat{\theta}_u) = e^{-\alpha(\theta_0 - \hat{\theta}_u)^2} \quad \hat{\theta}_u, \quad (2.80)$$

$$g(\theta_0 + \hat{\theta}_u) = e^{-\alpha(\theta_0 + \hat{\theta}_u)^2} \approx 1 + \kappa \hat{\theta}_u,$$

где

$$\kappa = \frac{1}{g(\theta_0)} \left| \frac{dg(\theta_0, iX)}{d\theta_u} \right|_{\hat{\theta}_u = \theta_0}$$

Из уравнения (2.79) с учетом (2.80) получаем

$$\hat{\theta}_u = -(\pi_1 - \pi_2) / 2na_0 \kappa. \quad (2.81)$$

Измеритель доплеровской частоты. В когерентно-импульсных РЛС для измерения доплеровской частоты применяются многоканальные фильтровые схемы (рис. 2.21,а). Предусмотрено  $n$  частотных каналов с согласованными фильтрами, АЧХ которых перекрываются (рис. 2.21,б) и детекторами. Требуемое число частотных каналов определяется по формуле

$$n = 2\Delta F_{Д\max} / \delta F_{Д},$$

где  $\Delta F_{Д\max}$  — диапазон подлежащей измерению доплеровской частоты, определяемый из известного соотношения  $\Delta F_{Д\max} = \pm 2v_{ц\max} / \lambda$ ;  $\delta F_{Д}$  — разрешающая способность РЛС по доплеровской частоте, характеризуемая протяженностью сечения тела неопределенности сигнала вдоль оси  $F$  [42].

Оценка доплеровской частоты  $\hat{F}_{Д}$  грубо определяется по номеру канала с максимальной амплитудой выходного напряжения. Для повышения точности оценивания исполь-

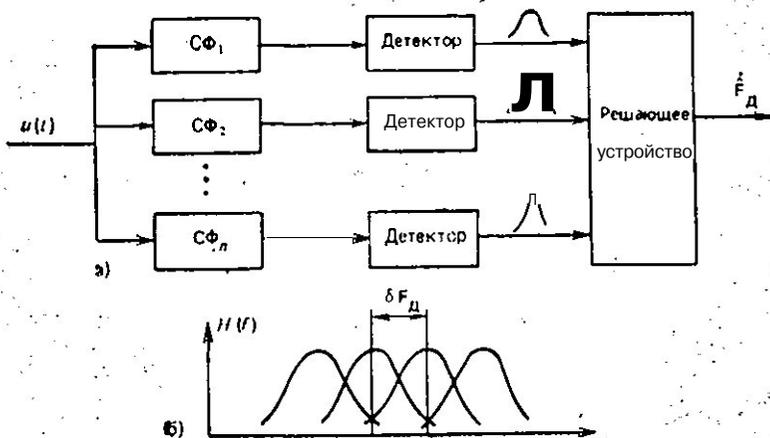


Рис. 2.21

зуются выходные напряжения **трех** частотных каналов. В этом случае в качестве оценки принимается положение максимума параболической огибающей **напряжений** выбранных частотных каналов.

Реализация рассмотренной **многоканальной фильтровой** схемы во временной области чрезвычайно сложна. Поэтому представляет **интерес** реализация фильтровой многоканальной схемы в частотной области на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Как известно, особенностью ДПФ является наличие специфических искажений спектральных характеристик, обусловленных ограниченностью объема  $N$  выборки входного сигнала. В результате каждому коэффициенту ДПФ может быть поставлен в соответствие полосовой фильтр с центральной частотой  $F_k = k/NT$  ( $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ ). Полоса пропускания каждого фильтра порядка  $1/N$ .

Набор главных лепестков ЛЧХ анализатора спектра на основе ДПФ при  $N=8$  показан на рис. 2.22.

Таким образом, анализатор спектра на основе ДПФ можно **представить** как набор узкополосных фильтров, каждый из которых является согласованным для синусоидального сигнала с частотой, совпадающей с центральной частотой фильтра.

Рассмотренные свойства ДПФ позволяют использовать соответствующие многоканальные фильтры для накопления **когерентных** сигналов отдельно в **каждом** из  $N$  об-

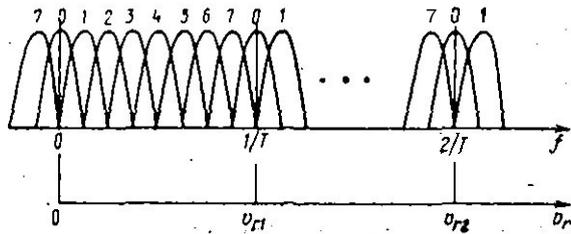


Рис. 2.22

разованных частотных каналов. В этом случае обнаружение и оценка доплеровской частоты принимаемого сигнала производится по номеру канала ДПФ, в котором накопленный сигнал превысил порог обнаружения. Если порог обнаружения превышен в нескольких частотных каналах, производится усреднение или весовое объединение частотных оценок доплеровской частоты.

Для вычисления коэффициентов ДПФ применяются алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ), что во многих случаях позволяет решить рассматриваемую задачу в реальном масштабе времени.

Наличие боковых лепестков в эквивалентах АЧХ фильтров анализатора спектра приводит к размыванию частотных составляющих, а перекрытие главных лепестков — к паразитной амплитудной модуляции спектра. Для ослабления влияния первого явления используются специальные весовые функции, называемые окнами.

Дискретное преобразование Фурье при наличии окна

$$F_{aw}[k] = \sum_{i=0}^{N-1} w[i] u[i] e^{-j2\pi ik/N},$$

где  $w[i] = w[iT]$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ) — весовая функция окна.

При прямоугольной весовой функции (практически это соответствует ДПФ выборки из  $N$  входных сигналов без взвешивания) боковые лепестки эквивалентной АЧХ фильтров максимальны ( $-13$  дБ). Поэтому обычно применяют окна со спадающими к краям весовыми коэффициентами (треугольные, косинусоидальные, Гаусса, Дольфа — Чебышева, Хэмминга и др.) [54].

Число выборок сигнала  $N$  для ДПФ при оценке доплеровской частоты выбирается так, чтобы обеспечить не-

обходимое спектральное разрешение

$$\delta F = \beta / (TN),$$

где  $\beta$  — коэффициент, характеризующий увеличение ширины полосы для выбранного окна. Обычно  $\beta$  выбирают равным эквивалентной шумовой полосе окна:

$$\beta = \sum_{i=0}^{N-1} w^2 [iT] / \left( \sum_{i=0}^{N-1} w [iT] \right)^2.$$

Паразитная амплитудная модуляция спектра приводит к дополнительным потерям при обработке пачек сигналов, доплеровская частота которых не совпадает с базовыми тонами, кратными частоте  $1/(TN)$ . Потери из-за паразитной амплитудной модуляции составляют 1 ... 2 дБ для окон с плавно спадающими к краям весовыми коэффициентами.

Максимальные потери преобразования как сумма максимальных потерь из-за паразитной амплитудной модуляции спектра для данного окна и потерь преобразования, обусловленных формой этого окна, не превышает 3 ... 4 дБ.

## 2.5. Комплексные алгоритмы межпериодной обработки сигналов

Комплексный алгоритм межпериодной обработки предназначен для решения следующих задач:

обнаружения сигналов, отраженных от целей;

измерения параметров принимаемых сигналов;

формирования и оценка текущих координат и, может быть, параметров и признаков целей по информации, содержащейся в принимаемых сигналах;

кодирования координат и параметров целей и выдачи их для дальнейшей обработки.

Комплексный алгоритм синтезируется путем комбинации частных алгоритмов операций межпериодной обработки сигналов. Таких комбинаций (вариантов комплексирования частных алгоритмов) может быть много. Число и состав вариантов построения комплексного алгоритма зависит от условий работы РЛС. При этом надо иметь в виду, что в любых условиях РЛС функционирует в сложной помеховой обстановке, обусловленной преднамеренными помехами (активными и пассивными) в конфликтных ситуациях; отражениями от местных предметов и атмосфер-

ных осадков (дождя, снега, тумана, облаков); отражениями от немеханических объектов в атмосфере; несинхронными (хаотическими) импульсными помехами. Поэтому одной из важнейших задач, решаемых в процессе разработки комплексного алгоритма межпериодной обработки сигналов, является задача компенсации мешающих отражений и стабилизации вероятности ложного обнаружения.

При разработке комплексного алгоритма целесообразно исходить из предположения, что в каждом конкретном случае функционирования во всей зоне обзора РЛС или в ее отдельных частях будет складываться определенная помеховая ситуация, требующая перестройки (подстройки) алгоритма для обеспечения качественного приема полезных сигналов при фиксированной вероятности ложного обнаружения. Хотя возможное число таких ситуаций велико, назовем несколько наиболее характерных:

1) прием сигналов на фоне гауссовских некоррелированных (слабо коррелированных) помех с неизвестной интенсивностью;

2) то же, что в п. 1, но при наличии «загрязняющих» гауссовское распределение сигналов (например, хаотической импульсной помехи);

3) прием сигналов на фоне помех с негауссовским распределением, например при применении на этапе внутрипериодной обработки нелинейных алгоритмов (ограничителей, логарифмических усилителей и т. д.);

4) прием в коррелированных гауссовских помехах большой интенсивности.

При таком подходе требуется, естественно, предусмотреть в составе комплексного алгоритма алгоритмов (средств) адаптации к различным помеховым ситуациям, а также специальных алгоритмов распознавания ситуаций и принятия решений. Алгоритмы распознавания ситуаций могут составлять отдельную подсистему обработки. Наконец, в составе комплексного алгоритма необходимо предусмотреть быстродействующий коммутатор, позволяющий в реальном масштабе времени производить необходимые переключения в процессе адаптации к помеховой обстановке.

Таким образом, комплексный алгоритм межпериодной обработки радиолокационных сигналов должен быть перестраиваемым по совокупности заданного набора ситуаций и адаптивным к уровню помех. Вариант упрощенной логической схемы алгоритма межпериодной обработки приведен на рис. 2.23. На этой схеме отдельными блоками пред-

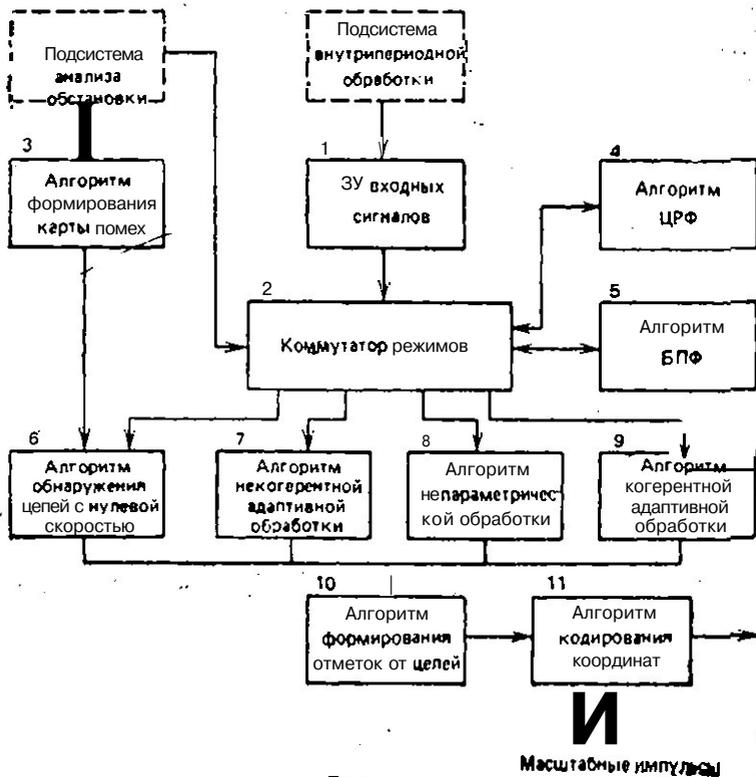


Рис. 2.23

ставлены подсистема внутриверсионной обработки, выходные сигналы которой являются входными для рассматриваемого комплексного алгоритма, и подсистема анализа внешней обстановки, выходные сигналы которой предназначены для перестройки схемы комплексного алгоритма.

С помощью рассматриваемой схемы могут быть образованы следующие каналы обработки:

1. Канал обработки сигналов от медленно движущихся целей и целей, движущихся со слепыми скоростями. В состав канала входят блоки 3, 5, 6, 10, 11. В блоке 3 производится формирование, усреднение и запоминание амплитуд огибающих помех во всех элементах разрешения РЛС. В блоке 6 амплитуды огибающих помех используются для формирования порогов при приеме сигналов на выходе нулевого канала фильтра БПФ (блок 5), минуя

фильтр СДЦ. В результате обеспечивается возможность обнаружения сигналов от неподвижных целей при условии, что их эффективная отражающая поверхность больше удельной эффективной поверхности пассивной помехи.

2. Канал некогерентной адаптивной обработки, образуемый последовательным соединением блоков 1, 7, 10, 11. В состав блока 7 наряду с некогерентными обнаружителем и измерителем параметров сигналов входит адаптивное устройство формирования порога принятия решений.

3. Канал непараметрической обработки, образуемый блоками 1, 8, 10, 11. В состав блока 8 входят алгоритм ранжирования выборки, адаптивное пороговое устройство рангового обнаружителя и соответствующие обнаружители и измерители.

4. Канал когерентной адаптивной обработки, образуемый последовательным соединением блоков 1, 4, 6, 9, 10, 11. В этом канале реализуются селекция движущихся целей (алгоритм ЦРФ), преобразование выборки нескомпенсированных остатков в частотную область (алгоритм БПФ) с целью накопления сигналов и оценки радиальной скорости целей, после чего в каждом частотном канале реализуются алгоритмы когерентного адаптивного обнаружения и оценки параметров сигналов. Так как частотные каналы перекрываются, существенными становятся операции формирования отметок от целей.

5. Возможно формирование других вариантов каналов обработки, например когерентная обработка без СДЦ, но с БПФ или без СДЦ и БПФ, непараметрическая обработка с БПФ и т. д.

Окончательная обработка и оценка эффективности вариантов производится методом моделирования.

### **Глава 3. АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ ТРАЕКТОРИЙ ЦЕЛЕЙ ПО ДИСКРЕТНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ**

#### **3.1. Основные этапы и операции вторичной обработки информации**

Процесс вторичной обработки радиолокационной информации о каждой цели обычно выполняется в два этапа [21]: обнаружение траекторий целей и слежение за траекториями.

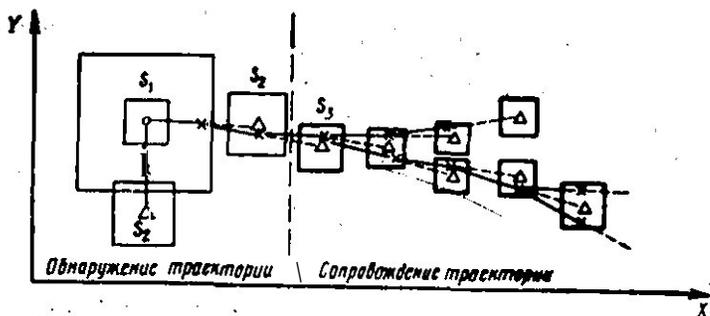


Рис. 3.1

Автоматическое обнаружение траекторий целей по данным двухкоординатной РЛС в прямоугольной системе координат при равномерном обзоре пространства состоит в следующем (рис. 3.1). Пусть в некоторой точке зоны обзора появилась отметка, не подходящая для продолжения уже существующих траекторий. Эта отметка принимается за начальную отметку траектории новой цели. Если известны составляющие по осям координат минимальной  $v_{\min}$  и максимальной  $v_{\max}$  скорости движения цели, то область  $S_1$ , в которой следует искать принадлежащую этой цели вторую отметку в следующем обзоре, можно представить в виде области между двумя прямоугольниками; стороны внутреннего равны  $2v_{x \min} T_0$  и  $2v_{y \min} T_0$ , а внешнего  $2v_{x \max} T_0$  и  $2v_{y \max} T_0$ , где  $T_0$  — период измерения (обзора). Операция формирования области  $S_1$  называется **стробированием**, а сама эта область называется **стробом первичного захвата**.

В строб первичного захвата может попасть не одна, а несколько отметок. Каждую из них следует считать как одно из возможных продолжений предполагаемой траектории (рис. 3.1). По двум отметкам можно вычислить скорость и направление движения каждой из предполагаемых целей, а затем рассчитать возможное положение отметки на следующий (третий) обзор. Операции расчета начальных значений параметров (скорости, направления движения) и экстраполяции положения отметки на следующий обзор реализуются специальным алгоритмом фильтрации (см. гл. 4). Вокруг экстраполированных отметок (на рис. 3.1 обозначены треугольниками) образуются прямоугольные стробы  $S_2$ , размеры которых определяются теперь исходя из **возможных** ошибок при экстраполяции и измере-

нии координат отметок. Если в какой-либо строб  $S_2$  в третьем обзоре попала отметка, то она считается принадлежащей обнаруживаемой траектории. С учетом координат этой отметки уточняются параметры траектории и строятся новые стробы. После выполнения установленного критерия по числу отметок, попавших в  $l$  последовательно образованных стробов, принимается решение об обнаружении траектории, и она передается на сопровождение. На рис. 3.1 решение об обнаружении принимается по трем подряд следующим отметкам (критерий «3 из 3»).

Таким образом, в процессе обнаружения траектории выполняются следующие операции: стробированные и селекция отметок в стробе, проверка критерия обнаружения, оценка значений параметров траектории и экстраполяция этих параметров.

Слежение за траекторией цели состоит в последовательной от измерения к измерению привязке к ней вновь полученных отметок и уточнении ее параметров. При автоматическом слежении за траекторией, которое называется автосопровождением, выполняются следующие операции:

- уточнение параметров траектории в процессе привязки новых отметок;

- экстраполяция параметров на момент следующего измерения;

- стробирование зоны возможного положения новых отметок;

- селекция отметок в стробе (при наличии в стробе нескольких отметок).

При попадании в строб сопровождения нескольких отметок траектория продолжается по каждой из них. При отсутствии отметки в стробе сопровождения траектория продолжается по соответствующей экстраполированной точке, но очередной строб увеличивается, чтобы учесть возросшие ошибки экстраполяции. Если пропуски отметок в стробах повторяются  $k$  раз подряд, траектория прерывается (сбрасывается).

Таким образом, на этапах обнаружения траектории и слежения за ней выполняются фактически одни и те же операции:

- стробирование зоны обзора;

- селекция и идентификация отметок в стробе;

- фильтрация и экстраполяция параметров траектории.

В этом параграфе рассматриваются алгоритмы первых двух операций.

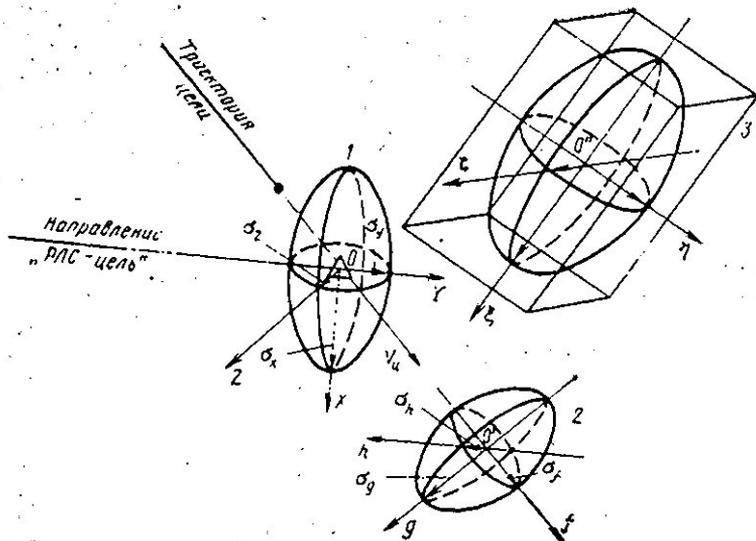


Рис. 3.2

Стробирование отметок. Выбор формы и размеров стробов. В соответствии с основными принципами автоматического построения траекторий при вторичной обработке радиолокационной информации новая отметка может быть использована для предложения сопровождаемой (обнаруживаемой) траектории, если ее отклонение от центра строба не превышает некоторого фиксированного значения, определяемого размерами строба, т. е. если

$$|U_i - O_{s_i}| \leq 0,5 \Delta U_{стр i}, \quad (3.1)$$

где  $O_{s_i} = \{\hat{r}_{s_i}, \hat{\beta}_{s_i}, \hat{\epsilon}_{s_i}\}$  — совокупность координат  $i$ -й новой отметки;  $O_{s_i} = \{\hat{r}_{s_i}, \hat{\beta}_{s_i}, \hat{\epsilon}_{s_i}\}$  — совокупность координат центра строба для  $i$ -й траектории;  $\Delta U_{стр i} = \{\Delta r_{стр i}, \Delta \beta_{стр i}, \Delta \epsilon_{стр i}\}$  — размеры строба по координатам  $r, \beta, \epsilon$  для  $i$ -й траектории. Поэтому одной из задач, возникающих в процессе продолжения траекторий путем стробирования, является выбор формы и размеров стробов на основе известных статистических характеристик отклонений истинных (принадлежащих продолжаемым траекториям) отметок от соответствующих экстраполированных точек. Отклонение истинной отметки от центра строба определяется

суммарными (случайными плюс динамическими) ошибками экстраполяции координат цели по предыдущим сглаженным значениям параметров ее траектории и погрешностям измерения координат новых отметок. Эти ошибки являются независимыми и предполагаются нормально распределенными.

Пусть экстраполяция координат цели на следующий  $n$ -й обзор проведена по данным предыдущих  $(n-1)$  обзоров. Положение экстраполированной точки обозначим  $O$  (рис. 3.2). В этой точке поместим начало декартовой системы координат и направим ось  $Y$  по направлению «РЛС — цель», ось  $X$  — перпендикулярно этому направлению в сторону вращения антенны, а ось  $Z$  так, чтобы образовалась правая система координат. Тогда для случайных составляющих  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  отклонения новой (полученной в  $n$ -м обзоре) отметки от центра строга имеем

$$\Delta x_n = \pm r (\Delta \beta_{эn} + \Delta \beta_n), \quad \Delta y_n = \pm (\Delta r_{эn} + \Delta r_n), \\ \Delta z_n = \pm r (\Delta \varepsilon_{эn} + \Delta \varepsilon_n),$$

где  $\Delta r_{эn}$ ,  $\Delta \beta_{эn}$ ,  $\Delta \varepsilon_{эn}$  — случайные ошибки экстраполяции координат на  $n$ -шаге;  $\Delta r_n$ ,  $\Delta \beta_n$ ,  $\Delta \varepsilon_n$  — случайные погрешности измерения координат в  $n$ -м обзоре.

При расчете размеров стробов можно принять, что составляющие  $\Delta x_n$ ,  $\Delta y_n$ ,  $\Delta z_n$  — статистически независимы, не зависят от номера обзора  $n$  и подчинены нормальному распределению вероятности с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями  $\sigma_x^2$ ,  $\sigma_y^2$ ,  $\sigma_z^2$  соответственно. Следовательно, их совместная плотность вероятности

$$\omega(\Delta x, \Delta y, \Delta z) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2} \sigma_x \sigma_y \sigma_z} \times \\ \times \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{(\Delta x)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(\Delta y)^2}{\sigma_y^2} + \frac{(\Delta z)^2}{\sigma_z^2} \right) \right], \quad (3.2)$$

а поверхность, соответствующая одинаковой плотности вероятности, определяется уравнением

$$\frac{(\Delta x)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(\Delta y)^2}{\sigma_y^2} + \frac{(\Delta z)^2}{\sigma_z^2} = \lambda^2, \quad (3.3)$$

где  $\lambda$  — постоянная, но произвольная величина. Разделив правую и левую часть (3.3) на  $\lambda^2$ , получим:

$$\frac{(\Delta x)^2}{(\lambda \sigma_x)^2} + \frac{(\Delta y)^2}{(\lambda \sigma_y)^2} + \frac{(\Delta z)^2}{(\lambda \sigma_z)^2} = 1. \quad (3.4)$$

Уравнение (3.4) представляет собой уравнение эллипсоида, отнесенного к сопряженным полуосям  $\lambda\sigma_x, \lambda\sigma_y, \lambda\sigma_z$ ; при  $\lambda=1$  получаем единичный эллипсоид (см. эллипсоид 1 на рис. 3.2).

Будем далее считать, что динамические ошибки экстраполяции, обусловленные непредвиденным маневром цели, также распределены нормально и имеют независимые составляющие по осям  $F, G$  и  $H$ , первая из которых совпадает с вектором скорости цели, вторая направлена противоположно тангенциальному ускорению, а третья дополняет систему координат до правой. Начало полученной системы координат, так же как и предыдущей, совпадает с экстраполированной точкой  $O$  (однако для наглядности на рис. 3.2 это начало вынесено в точку  $O'$ ).

В трехмерном пространстве динамические ошибки образуют эллипсоид равных вероятностей, уравнение которого имеет вид

$$\frac{(\Delta f)^2}{(\lambda\sigma_f)^2} + \frac{(\Delta g)^2}{(\lambda\sigma_g)^2} + \frac{(\Delta h)^2}{(\lambda\sigma_h)^2} = 1 \quad (3.5)$$

(эллипсоид 2 на рис. 3.2 при  $\lambda=1$ ).

Эллипсоиды 1 и 2, складываясь, образуют в пространстве суммарный эллипсоид 3, направления сопряженных полуосей которого (направления осей декартовой системы координат  $O\eta\xi\zeta$ ) по отношению к осям системы координат  $OXYZ$  и среднеквадратические отклонения  $\sigma_\eta, \sigma_\xi$  и  $\sigma_\zeta$  по этим полуосям определяются по правилам сложения в пространстве независимых векториальных отклонений, обусловленных случайными и динамическими ошибками. (Для наглядности на рис. 3.2 начало системы координат  $O\eta\xi\zeta$  вынесено в точку  $O''$ .)

Плотность вероятности системы случайных величин  $\Delta\eta, \Delta\xi, \Delta\zeta$

$$w(\Delta\eta, \Delta\xi, \Delta\zeta) = \frac{\exp(-\lambda^2/2)}{(2\pi)^{3/2} \sigma_\eta \sigma_\xi \sigma_\zeta} \quad (3.6)$$

где

$$\lambda^2 = \frac{(\Delta\eta)^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{(\Delta\xi)^2}{\sigma_\xi^2} + \frac{(\Delta\zeta)^2}{\sigma_\zeta^2} \quad (3.7)$$

Таким образом, поверхность равновероятного отклонения истинных отметок от центра строга представляет собой эллипсоид, величина и ориентация сопряженных полуосей которого относительно направления «РЛС — цель»

**зависят** от погрешности измерения координат, интенсивности маневра и направления вектора движения цели.

При эллипсоидальном распределении отклонений истинных отметок от центра строба, очевидно, и сам строб должен иметь форму эллипсоида с сопряженными полуосями  $\lambda\sigma_\eta$ ,  $\lambda\sigma_\xi$  и  $\lambda\sigma_z$ , где  $\lambda$  — коэффициент увеличения размеров строба по сравнению с размерами единичного эллипсоида для обеспечения заданной вероятности попадания в строб истинных отметок.

Вероятность попадания случайной точки в эллипсоид, подобный и расположенный подобно эллипсоидам равной вероятности, определяется из выражения

$$P(\lambda) = 2 \left[ \Phi_0(\lambda) - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \lambda \exp\left(-\frac{\lambda^2}{2}\right) \right],$$

$$\Phi_0(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\lambda \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (3.8)$$

При  $\lambda \geq 3$  вероятность  $P(\lambda)$  близка к единице. Именно такие значения  $\lambda$  и необходимо выбирать при формировании эллипсоидального строба.

Формирование эллипсоидальных стробов практически невозможно ни при физическом, ни при математическом стробировании. Поэтому лучшее, что можно сделать, это сформировать строб в виде описанного вокруг эллипсоида суммарных ошибок параллелепипеда, как это показано на рис. 3.2. Размеры сторон параллелепипеда равны соответственно  $2\lambda\sigma_\eta$ ,  $2\lambda\sigma_\xi$  и  $2\lambda\sigma_z$ , а его объем определяется по формуле  $V_n = 8\lambda^3\sigma_\eta\sigma_\xi\sigma_z$ . Если учесть, что объем эллипсоида суммарных ошибок  $V_{z,1} = 4\pi\lambda^3\sigma_\eta\sigma_\xi\sigma_z/3$ , то получится увеличение объема строба по сравнению с оптимальным почти в два раза. Это приводит к увеличению вероятности попадания в строб ложных отметок или **отметок**, принадлежащих другим траекториям, и, следовательно, к ухудшению селективирующей и разрешающей способности операции стробирования.

При обработке большого числа целей в реальном масштабе времени на ЦВМ ограниченной производительности расчет размеров и ориентация сторон строба параллелепипеда (такой расчет принципиально должен проводиться в каждом обзоре) является, как правило, неприемлемым с точки зрения загрузки ЦВМ. Тогда переходят к упрощенному варианту стробирования, смысл которого сводится к следующему. Форма строба выбирается простейшей для

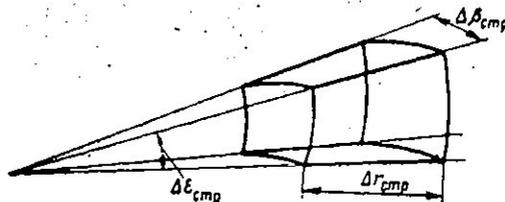


Рис. 3.3

задания в той системе координат, в которой осуществляется обработка информации. Для случая обработки в сферической системе координат простейший строб задается линейным размером по дальности  $\Delta\Gamma_{стр}$  и двумя угловыми размерами: по азимуту  $\Delta\beta_{стр}$  и углу места  $\Delta\varepsilon_{стр}$  (рис. 3.3). Эти размеры могут быть установлены заранее, исходя из учета максимальных значений случайных и динамических ошибок по всем подлежащим обработке траекториям. Коротко говоря, размеры stroba выбираются в данном случае такими, чтобы в нем свободно вмещался и поворачивался в любом направлении эллипсоид максимально возможных (при всех направлениях полета цели) суммарных отклонений истинных отметок от соответствующих экстраполированных точек. Это самый грубый прием стробирования.

В заключение заметим, что все рассмотренные в данном пункте подходы к выбору размеров трехмерного stroba в полной мере относятся и к стробированию в плоскости для привязки новых отметок в двухкоординатных РЛС.

Алгоритм селекции отметок по минимуму отклонения от центра stroba. Рассматривается случай селекции отметок при построении траектории одиночной цели. При этом предполагается, что в stroбы кроме истинных будут попадать также ложные отметки, образованные помехами, прошедшими фильтр первичной обработки. В результате анализа ситуаций в stroбе возможны следующие решения.

1. При наличии в stroбе нескольких отметок продолжать траектории по каждой из них, т. е. допускать разномножение траекторий. Продолжения траектории по ложным отметкам из-за отсутствия подтверждений через несколько обзоров будут сброшены с сопровождения, а продолжение траектории по истинным отметкам останется. Такой способ привязки новых отметок чрезвычайно трудоемок. Кроме того, при высокой плотности ложных отметок

возможно **лавнообразное** размножение ложных траекторий, приводящее к перегрузке запоминающих устройств вычислительных средств.

2. Выбрать в стробе одну отметку, вероятность принадлежности которой к сопровождаемой траектории наибольшая, а остальные отбросить как ложные. Такой подход целесообразен с точки зрения уменьшения трудоемкости вычислений, но требует решения задачи оптимальной селекции отметок.

Оптимизация процесса селекции отметок по отклонению от центра строба производится по критерию максимального правдоподобия, в соответствии с которым за истинную отметку надо принимать ту, для которой функция правдоподобия максимальна. При селекции в трехмерном стробе, грани которого параллельны главным полуосям эллипсоида суммарных ошибок (рис. 3.2), условие максимального правдоподобия

$$L(\Delta\eta_{i^*}, \Delta\xi_{i^*}, \Delta\zeta_{i^*}) = \max_i [L(\Delta\eta_i, \Delta\xi_i, \Delta\zeta_i)], \quad (3.9)$$

где  $i^*$  — номер отметки, принятой за истинную ( $i=1, 2, \dots, m$ ;  $m$  — число отметок в стробе). Условие (3.9) эквивалентно условию

$$\lambda_{i^*} = \min_i \left[ \frac{1}{\sigma^2} + \frac{\Delta\eta_i^2}{\sigma^2} + \frac{(\Delta\zeta_i)^2}{\sigma^2} \right]. \quad (3.10)$$

Следовательно, в качестве отметки для продолжения траектории надо взять ту, эллиптическое отклонение которой от центра строба минимально.

Естественным упрощением рассмотренной оптимальной операции является селекция по минимуму суммы квадратов линейных отклонений отметки от центра строба, что соответствует предположению о равенстве дисперсий  $\sigma_{\eta_i}^2$ ,  $\sigma_{\xi_i}^2$  и  $\sigma_{\zeta_i}^2$ . Если далее предположить, что селекция производится в сферической системе координат в стробе, изображенном на рис. 3.3, то критерий отбора отметки

$$\rho_{i^*}^2 = \min_i [\Delta r_i^2 + (r_i \Delta\beta_i)^2 + (r_i \Delta\epsilon_i)^2]. \quad (3.11)$$

Качество процесса селекции отметок можно оценить вероятностью правильной селекции, т. е. вероятностью события, состоящего в том, что в очередном обзоре для продолжения траектории будет отобрана истинная отметка.

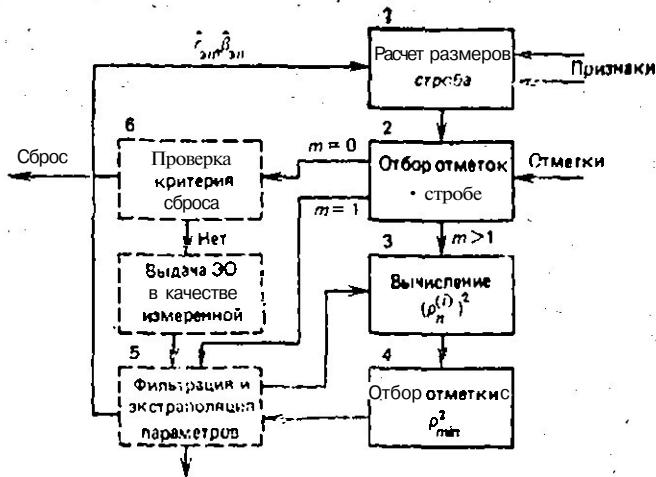


Рис. 3.4

Задача вычисления вероятности правильной селекции может быть решена аналитически, если предположить, что попадание в строб ложных отметок обусловлено только влиянием помех и эти отметки распределены в зоне обзора равномерно. При селекции в двумерном прямоугольном стробе, описанном вокруг эллипса с параметром  $\lambda_{\max} \geq 3$ , вероятность правильной селекции вычисляется по формуле [21]

$$P_{\text{сел}} = 1 / (1 + 2\pi v_s \sigma_n \sigma_z), \quad (3.12)$$

где  $v_s$  — плотность ложных отметок на единицу площади строба;  $\sigma_n$ ,  $\sigma_z$  — среднеквадратические значения отклонения истинных отметок от центра строба.

Для случая селекции в трехмерном стробе в виде параллелограмма, описанного вокруг эллипсоида суммарных ошибок (рис. 3.2), вероятность правильной селекции рассчитывается по приближенной формуле

$$P_{\text{сел}} \approx 1 - 16K_V / \sqrt{2\pi}, \quad (3.13)$$

где  $K_V = (4/3)\pi\sigma_n\sigma_z v_V$ ;  $v_V$  — плотность ложных отметок на единицу объема строба.

На рис. 3.4 приведена схема алгоритма селекции отметок в двумерном стробе по минимальному линейному отклонению от его центра в полярной системе координат (блоки, не относящиеся к алгоритму селекции, изображе-

ны на рис. 3.4 штриховой линией). Последовательность операций этого алгоритма следующая.

1. По результатам обработки в предыдущем ( $n-1$ ) обзоре выбираются (рассчитываются) размеры строба на следующий ( $n$ -й) обзор (блок 1). При выборе размеров строба учитывается информация о маневре цели и пропуске отметок.

2. Производится отбор отметок в стробе (блок 2) по формулам

$$|\Delta r_n^{(i)}| = |r_n^{(i)} - \hat{r}_{zn}^i| \leq 0,5 \Delta r_{n\text{стр}},$$

$$|\Delta \beta_n^{(i)}| = |\beta_n^{(i)} - \hat{\beta}_{zn}^i| \leq 0,5 \Delta \beta_{n\text{стр}}$$

и подсчитывается их число. Если в строб попала только одна отметка ( $m=1$ ) то она считается истинной и сразу подается на вход блока фильтрации и экстраполяции параметров траектории (блок 5). Если же в стробе обнаружено несколько отметок, то все они поступают в вычислительный блок (блок 3), где определяются квадраты расстояний каждой отметки от центра строба по формуле

$$(\rho_n^{(i)})^2 = (\Delta r_n^{(i)})^2 + (r_n^{(i)} \Delta \beta_n^{(i)})^2, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.14)$$

( $m$  — число отобранных в стробе отметок).

3. Сравниваются квадраты расстояний (блок 4) и выбирается одна отметка, для которой  $(\rho_n^{(i)})^2 = \rho^2_{\min}$ .

4. Если в стробе не обнаружено ни одной отметки, то проверяется критерий сброса траектории с сопровождения (блок 6). При выполнении критерия сброса траектория снимается с сопровождения. Если же критерий сброса не выполняется, то выдается команда на продолжение траектории путем экстраполяции ее координат и параметров.

В заключение отметим, что кроме отклонений от центра строба для селекции отметок могут быть использованы признаки «веса» отметок, которые формируются в процессе первичной обработки информации как некоторый аналог отношения сигнал-помеха. В простейшем случае обработки двоично-квантованных сигналов пачечной структуры для формирования признака веса отметки можно использовать число импульсов в пачке или ширину пачки. Признаки веса отметок могут использоваться в процессе селекции совместно с признаком отклонения от центра строба или самостоятельно. Один из возможных вариантов совместного использования признаков веса и отклонения отметок от центра строба состоит в следующем. Все отметки, попавшие в строб, разделяются на отметки с весом  $\rho_1$  и отметки

С весом  $\rho_0$  в зависимости от того, превышает или нет ширина пачки некоторое пороговое значение, зависящее от дальности цели. При наличии отметок с весом  $\rho_i$  в качестве истинной принимается ближайшая к центру строба отметка этой группы. При отсутствии отметок с весом  $\rho_i$  выбирается ближайшая к центру строба отметка с весом  $\rho_0$ . Если характеризовать веса отметок непосредственно числом импульсов в пачке, то можно селективировать отметки по максимальному числу импульсов в пачке. Признаки отклонения отметок от центра строба используются в этом случае только при равенстве весов нескольких отметок.

Распределение и привязка отметок в **перекрывающихся стробах**. В сложной целевой и помеховой обстановке часть стробов, образованных вокруг экстраполированных точек сопровождаемых траекторий, будут перекрываться. Кроме того, в стробах будут появляться ложные отметки и отметки от новых (впервые обнаруженных) целей. В этом случае задача распределения и привязки новых отметок к сопровождаемым траекториям, а также завязки новых траекторий существенно усложняется. Усложнение связано прежде всего с необходимостью перехода к совместной привязке отметок к траекториям после получения всех новых отметок, подлежащих привязке, т. е. попадающих в соответствующие перекрывающиеся стробы. Далее необходимо образовать все возможные варианты (гипотезы) привязки и выбрать среди них наиболее правдоподобный.

Рассмотрим один из подходов к решению задачи распределения и привязки отметок в перекрывающихся стробах при следующих предпосылках:

1) стробы, образованные по каждой траектории, имеют размеры, обеспечивающие попадание в них истинных (принадлежащих данной траектории) отметок с вероятностью, близкой к единице;

2) группы **перекрывающихся** стробов разделяются так, что каждую такую группу можно обрабатывать отдельно;

3) задача решается на плоскости, т. е. в двумерном стробе.

Логическая схема алгоритма распределения и привязки отметок в изолированной группе перекрытых **стробов** показана на рис. 3.5. В блоке 1 выделяются изолированные группы с **перекрывающимися** стробами. В блоке 2 формируются возможные варианты привязки с учетом вводимых предположений об источниках новых отметок, отобранных в группу. Относительно **принадлежности** каждой такой отметки принимается одна из следующих гипотез: она принадлежит или одной из сопровождаемых траекторий или вновь обнаруженной цели, или одна ложная. В блоке 3 вычисляются вероятности всех возможных вариантов **привязки**, после чего в блоке 4 отбирается наиболее вероятный вариант, который и реализуется при **завязке** и продолжении **траекторий**.

Для примера **рассмотрим** простейший случай перекрытия двух стробов, изображенных на рис. 3.6,а. В этом случае имеются две **экстраполированные** точки траекторий 1 и 2 и три новых отметки I, II, III, одна из которых находится в области перекрытия стробов. Относительно каждой новой отметки принимается, что она **принадлежит** либо **сопровождаемым траекториям** 1 или 2, если находится в стробе **соответствующей** траектории, либо одной из новых целей с **поме-**

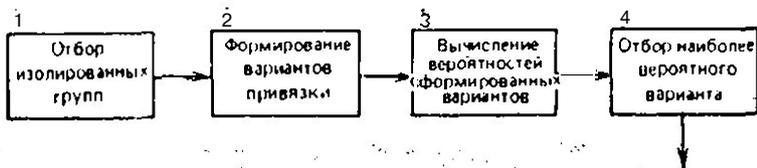


Рис. 3.5

рами: 3 для **отметки I**, 4 для **отметки II** и 6 для **отметки III**, либо является ложной (принадлежащей к нулевой **траектории**).

Возможные **комбинации привязки** образуют дерево вариантов (гипотез) привязки, изображенное на рис. 3.6. Каждая ветвь **этого** дерева представляет один из возможных **вариантов** распределения принадлежности новых отметок. Так, например, самая первая (слева) ветвь изображает вариант, когда все новые отметки являются ложными, а самая последняя **ветвь** — вариант, когда все новые **отметки** принадлежат вновь обнаруженным целям с номерами 3, 4 к 5 соответственно. Общее число вариантов в рассматриваемом случае равно 30.

Вероятности событий о принадлежности отметок к **сопровождаемым, новым или ложным** траекториям определяются **следующим** образом.

I. Вероятность принадлежности ***i*-й** новой отметки ***j*-й** сопровождаемой траектории (**при** условии ее попадания в строб этой траектории) определяется вероятностью обнаружения новой отметки  $P_{0i}$  и ее расстоянием от экстраполированной точки, т. е. от центра строба  $i$ -й траектории. Вероятность обнаружения отметки зависит от дальности до цели, ее **эффективной отражающей** поверхности и энергетических характеристик РЛС. Для сопровождаемых целей все эти характеристики известны достаточно точно, поэтому вычисление вероятности  $P_{0i}$  затруднений не вызывает.

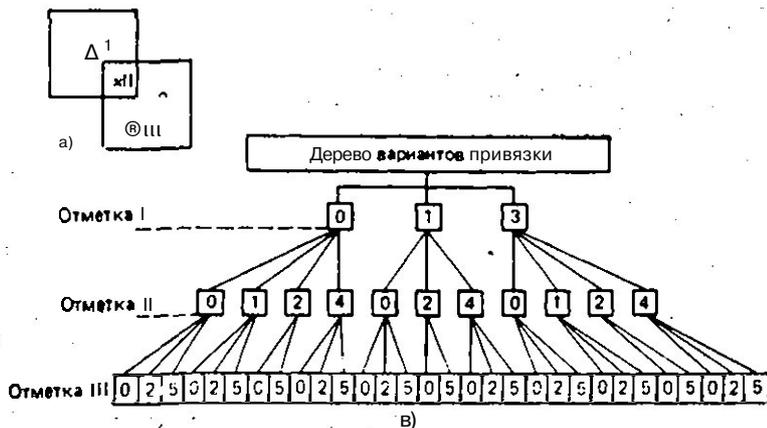


Рис. 3.6

Как и раньше предполагается, что **расстояние отметки, принадлежащей** данной траектории, от центра строба по каждой из координат подчиняется нормальному закону распределения с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_{x_{ij}}^2 = \sigma_{x_j}^2 + \sigma_{k_{zmi}}^2$ , где  $\sigma_{x_j}^2$  — дисперсия ошибок экстраполяции координаты  $j$ -й траектории, а  $\sigma_{k_{zmi}}^2$  — дисперсия погрешности измерения координаты  $i$ -й отметки. Поэтому вероятность отклонения  $i$ -й отметки от экстраполированной точки  $j$ -й траектории (например, по координате  $x$ ) равна

$$P_{x_{ij}} = \exp \left[ - \frac{(x_i - \hat{x}_{xj})^2}{\sigma_{x_{ij}}^2} \right] / \sqrt{2\pi} \sigma_{x_{ij}},$$

где  $x_i$  — измеренная координата отметки;  $\hat{x}_{xj}$  — координата экстраполированной точки. Таким образом, вероятность принадлежности  $i$ -й отметки к  $j$ -й сопровождаемой траектории равна (при  $\sigma_{x_{ij}} = \sigma_{y_{ij}}$ ,  $\sigma_{x_{ij}} =$

$$P_{x_{ij}} = P_{oi} P_{x_{ij}} P_{y_{ij}}. \quad (3.15)$$

2. Вероятность того, что новая отметка является ложной, определяется по формуле

$$P_{li} = P_{лoMетp}, \quad (3.16)$$

где  $M_{стр}$  — число разрешаемых элементов в пределах строба.

3. Вероятность того, что отметка принадлежит вновь обнаруженной цели, равна

$$P_{zi} = P_{oi} v S_{стр}, \quad (3.17)$$

где  $v$  — плотность новых отметок на единицу площади обзора;  $S_{стр}$  — площадь строба.

После расчета вероятностей событий о принадлежности каждой новой отметки к сопровождаемым, новым или ложным траекториям можно рассчитать вероятности всех вариантов привязки и выбрать в качестве **правдоподобного** тот из них, **вероятность которого наибольшая**. Задача эта даже для рассматриваемого простейшего случая достаточно трудоемка.

Задачу можно **упростить**, если взять за основу следующие очевидные практические правила: 1) к каждой сопровождаемой траектории должна быть привязана отметка; 2) по каждой отметке, не привязанной к траектории, должна быть завязана новая траектория, **независимо** от вероятности ее принадлежности к новым или ложным. В этом случае **сравниваться** должны только те варианты, которые предусматривают **привязку** отметок к каждой траектории. В рассматриваемом случае таких вариантов два: привязать первую отметку к первой траектории, а вторую — ко второй, или привязать вторую отметку к первой траектории, а третью ко второй. В этом случае третья отметка в первом варианте и первая **отметка** во втором считаются новыми и по ним завязывается начало **новой** траектории.

## 3.2. Обнаружение траекторий целей по данным обзорной РЛС

**Основные операции алгоритма обнаружения траекторий.** В соответствии с общими принципами, изложенными в § 3.1, процесс обнаружения новой траектории начинается с **образования вокруг одиночной отметки** начального

строба первичного захвата, размеры которого выбираются исходя из возможного перемещения цели за период обзора. Если в следующем обзоре в строб первичного захвата попала одна или несколько отметок, то по каждой из них **«завязывается»** новая траектория. При отсутствии отметок в стро́бе первичного захвата начальная отметка или сбрасывается как ложная (критерий завязки «2 из 2»), или оставляется для подтверждения в следующих обзорах, при этом соответственно увеличиваются размеры стро́бы первичного захвата (дробные критерии «2 из  $m$ »,  $m > 2$ ). После того как траектория завязана, определяется направление и скорость движения предполагаемой цели, что позволяет экстраполировать и стробировать ее положение на следующие обзоры. При попадании в эти стро́бы новых отметок принимается окончательное решение об обнаружении траектории.

Таким образом, процесс обнаружения траектории разбивается на два этапа: на первом осуществляется завязка (обнаружение) траектории по критерию «2 из  $m$ », на втором производится подтверждение завязанной траектории, т. е. окончательное обнаружение траектории по критерию «1/ $n$ » (1 из  $n$ ). В частных случаях второго этапа обнаружения траектории может и не **быть**.

Алгоритм завязки траектории по критерию «2/ $m$ » совместно с алгоритмом подтверждения (окончательного обнаружения) траектории по критерию «1/ $n$ » образует объединенный алгоритм обнаружения траектории по критерию **«2/ $m$ +1/ $n$ »**.

Основными вычислительными операциями, выполняемыми в процессе обнаружения **траектории**, являются: оценка **скорости**, экстраполяция координат и **стробирование** отметок. Относительно этих операций в дальнейшем принимаются следующие предпосылки:

1. Экстраполяция координат производится в соответствии с гипотезой о равномерном и прямолинейном движении цели.

2. Стро́бы на всех этапах обнаружения траектории имеют форму элемента сферического слоя (см. рис. 3.3). Размеры стро́бов  $\Delta r_{\text{стр}}$ ,  $\Delta \beta_{\text{стр}}$ ,  $\Delta \varphi_{\text{стр}}$  выбирают исходя из суммарных ошибок измерения и экстраполяции координат на соответствующем этапе обнаружения траектории.

3. За единицу объема стро́бы принимается разрешающая способность РЛС по соответствующим координатам. В этом случае размеры стро́бов не зависят от дальности и, кроме того, распределение ложных отметок в зоне обзора

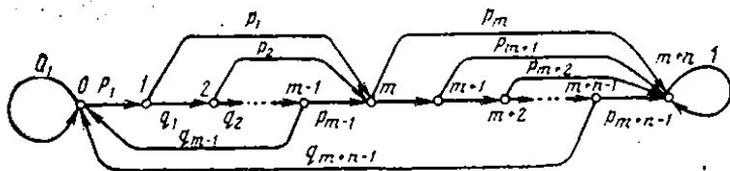


Рис. 3.7

можно принять равномерным, так как вероятность появления ложной отметки в каждом элементарном объеме стро- ба одинакова.

Качество процесса обнаружения траектории можно оце- нивать следующими характеристиками: вероятностью об- наружения траектории истинной цели; средним числом ложных траекторий, передаваемых на сопровождение в единицу времени; требуемой производительностью ЦВМ, используемой для реализации алгоритма обнаружения траектории.

В дальнейшем рассматриваются основные результаты анализа алгоритмов обнаружения траекторий примени- тельно к обзорным РЛС (кругового или секторного об- зора).

Статистический анализ алгоритма « $2m+1/n$ » при обна- ружении ложных траекторий. Сначала рассмотрим про- стейший алгоритм, реализующий критерий « $2/m+1/n$ ». Последовательность работы этого алгоритма при обнару- жении ложных траекторий можно проиллюстрировать с помощью графа со случайными переходами (рис. 3.7).

Начало работы алгоритма совпадает с переходом из состояния  $a_0$  в состояние  $a_1$ , происходящим при появлении одиночной отметки, принимаемой за начальную точку обнаруживаемой траектории. В дальнейшем проверяется по- падание новых отметок в стробы  $V_i$  ( $i=1, 2, \dots, m-1$ ) первичного захвата. При попадании хотя бы одной отметки в один из  $m-1$  стробов первичного захвата граф переходит в состояние  $a_m$ , соответствующее принятию решения об обнаружении начала траектории. В противном случае граф из состояния  $a_{m-1}$  переходит в состояние  $a_0$  (начальная точка предполагаемой траектории сбрасывается как лож- ная).

После получения второй отметки (при выполнении кри- терия « $2/m$ ») начинается второй этап обнаружения траек- тории. На этом этапе проверяется попадание новых отме-

ток в стробы  $V_{m+j}$  ( $j=1, 2, \dots, n-1$ ). Положение центра строба на следующий обзор теперь определяется путем экстраполяции координат по двум отметкам, а размеры стробов — исходя из погрешности измерения и ошибок экстраполяции координат.

При попадании новой отметки в один из  $n$  стробов второго этапа граф переходит в поглощающее состояние  $a_{m+n}$ , что соответствует принятию окончательного решения об обнаружении траектории. В противном случае граф из состояния  $a_{m+n-1}$  переходит в исходное  $a_0$  (завязанная траектория сбрасывается как ложная).

Объем стробов первичного захвата, выраженный числом элементарных (разрешаемых) объемом РЛС, вычисляется по формуле [21]

$$V_j^I = V \cdot \gamma \cdot \frac{\text{fr'nux}^2 \text{fHMx}^2 \text{tn} \approx x}{\delta_r \delta_\beta \delta_\alpha} T^2 \quad (3.18)$$

Объем стробов на втором этапе обнаружения траектории вычисляется по формуле

$$V_j^{II} = 8k^2 \frac{\sigma_{\Sigma}^2 \sigma_{\Sigma}^2 \sigma_{\Sigma}^2 \sigma_{\Sigma}^2}{\delta_r^2 \delta_\beta^2 \delta_\alpha^2} \quad (3.19)$$

где  $k \approx 3$  — коэффициент увеличения размеров строба по сравнению с суммарными среднеквадратическими значениями отклонений отметок от центра строба.

Подчеркнем, что каждому состоянию графа (от 1 до  $m+n-1$ ) соответствует строб определенных размеров.

Для определения вероятности обнаружения ложной траектории необходимо прежде всего найти условную вероятность  $\pi_i$  того, что случайная точка, начиная движение из состояния  $a_i$ , когда-нибудь достигнет состояния  $a_{m+n}$  и останется в нем. Эта вероятность находится из решения следующей системы линейных уравнений, записываемой непосредственно на основе графа на рис. 3.7;

$$\begin{aligned} \pi_1 &= q_{11} \pi_1 + p_{11} \pi_m, \\ \pi_2 &= q_{12} \pi_1 + p_{12} \pi_m, \\ &\dots \dots \dots \\ \pi_{m-1} &= p_{m-1} \pi_m, \\ \pi_m &= q_{m1} \pi_{m-1} + p_{m1}, \\ \pi_{m+1} &= q_{m+1} \pi_{m+2} + p_{m+1}, \\ &\dots \dots \dots \\ \pi_{m+n-1} &= p_{m+n-1}, \end{aligned} \quad (3.20)$$

где  $p_{li}$  ( $i=1, 2, \dots, m-1$ ) — вероятность попадания ложных отметок в стробы первичного захвата;  $q_{li}=1-p_{li}$ ;  $p_{lj}$  ( $j=m, m+1, \dots, m+n-1$ ) — вероятность попадания ложных отметок в стробы подтверждения;  $q_{lj}=1-p_{lj}$ .

Решение системы уравнений (3.20) для произвольных  $m$  и  $n$  получаем в виде

$$\pi_1 = \left(1 - \prod_{i=1}^m q_{li}\right) \left(1 - \prod_{j=m}^m q_{lj}\right). \quad (3.21)$$

Выражение (3.21) позволяет определить условную вероятность обнаружения ложной траектории. Эту вероятность можно представить также в виде

$$\pi_1 = \pi_{зав} \pi_{подтв},$$

где  $\pi_{зав}$  — условная вероятность завязки начала траектории;  $\pi_{подтв}$  — условная вероятность подтверждения завязанной траектории.

Безусловная вероятность обнаружения ложной траектории

$$P_{лтр} = P_1 \pi_1, \quad (3.22)$$

где  $P_1$  — вероятность появления одиночной ложной отметки, принимаемой за начало новой траектории.

Для общего случая критерия подтверждения « $1/m$ » получить формулу для  $\pi_{подтв}$  в **общем** виде не представляется возможным, поэтому такие критерии анализируются каждый в отдельности.

Фильтрующую способность алгоритма обнаружения траекторий можно характеризовать средним за период обзора числом ложных траекторий  $N_{лтр}$ , передаваемых на сопровождение. Это число связано с вероятностью  $\pi_1$  следующим соотношением:

$$N_{лтр} = \pi_1 N_1, \quad (3.23)$$

где  $N_1$  — среднее за период обзора число одиночных отметок, принимаемых в качестве начальных точек ложных траекторий в установившемся режиме работы.

Таким образом, для расчета  $N_{лтр}$  необходимо сначала получить формулу для  $N_1$ . Вывод этой формулы производится для простейшего алгоритма, реализующего критерий « $2/m+1/n$ ».

Число одиночных отметок, становящихся **начальными** точками новых ложных траекторий, после  $(r+1)$ -го обзо-

ра можно подсчитать по формуле

$$N_1(r+1) = N_n(r+1) - \sum_{j=1}^{m+n-1} p_{nj} N_j(r),$$

$$j = 1, 2, \dots, \quad m+n-1, \quad (3.24)$$

где  $N_n(r+1)$  — число ложных отметок, поступающих на вход ЦВМ вторичной обработки за  $(r+1)$ -й период обзора;  $p_{nj}$  — вероятность попадания ложных отметок в строб объемом  $V_j$  (число таких стробов равно  $m+n-1$ );  $N_j(r)$  — число стробов  $V_j$ , образованных в  $r$ -м обзоре. Вычитаемое в формуле (3.24) представляет собой число ложных отметок текущего обзора, попавших в стробы всех находящихся в процессе обнаружения ложных траекторий, при условии, что эти стробы не перекрываются. В свою очередь,

$$N_j(r) = \sum_{i=0}^r N_1(i) P_{ij}^{(r-i)},$$

где  $N_1(i)$  — число начальных точек ложных траекторий, образованных в  $i$ -м обзоре;  $P_{ij}^{(r-i)}$  — вероятность перехода системы (рис. 3.7) из исходного состояния  $a_1$  в состояние  $a_j$  за  $r-i$  шагов.

При расчете по формуле (3.24) необходимо дополнительно предположить

$$N_1(0) = N_n(0); \quad P_{ij}^{(0)} = \begin{cases} 1 & \text{при } j=1, \\ 0 & \text{при } j>1. \end{cases} \quad (3.25)$$

Перейдем в выражении (3.25) к новой переменной суммирования  $s=r-i$ , что соответствует переносу начала отсчета на момент окончания  $r$ -го обзора. Переменная  $s$  представляет собой число шагов (обзоров), необходимых для перехода графа алгоритма из исходного состояния  $a_1$  в состояние  $a_j$ . Для алгоритма обнаружения типа « $2/m+1/n$ » максимальное значение  $s$  соответствует максимальному числу шагов, необходимых для перехода из состояния  $a_1$  в состояние  $a_{m+n-1}$  и равно  $s_{\max} = m+n-2$ . В этом легко убедиться, если в графе алгоритма (на рис. 2.7) выделить самую длинную ветвь. С учетом приведенных выше преобразований получим

$$N_j(r) = \sum_{s=0}^{m+n-2} N_1(r-s) P_{ij}^{(s)}. \quad (3.26)$$

В формуле (3.26) неравными нулю будут только слагаемые, для которых  $P_{ij}^{(s)} \neq 0$ . Дальнейшая задача состоит в вычислении вероятностей переходов  $P_{ij}^{(s)}$ . Система рекуррентных уравнений для определения вероятности  $P_{ij}^{(s)}$ :

$$\begin{aligned}
 p_{ij}^{(s)} &= \begin{cases} 1 & \text{при } s = 0, \\ 0 & \text{при } s > 0, \end{cases} \\
 P_{12}^{(s)} &= P_{11}^{(s-1)} q_{11}, \\
 P_{13}^{(s)} &= P_{12}^{(s-1)} q_{12}, \\
 &\dots \\
 P_{1m}^{(s)} &= P_{11}^{(s-1)} p_{1m} + P_{12}^{(s-1)} p_{12} + \dots + P_{1, m-1}^{(s-1)} p_{1, m-1} = \\
 &= \sum_{i=1}^{m-1} P_{1i}^{(s-1)} p_{1i}, \\
 P_{1, m+1}^{(s)} &= P_{1m}^{(s-1)} q_{1m}, \\
 &\dots \\
 P_{1, m+n-1}^{(s)} &= P_{1, m+n-2}^{(s-1)} q_{m+n-2}. \quad (3.27)
 \end{aligned}$$

Теперь представим формулу (3.24) с учетом формулы (3.26) в виде

$$N_1(r+1) = N_n(r+1) - \sum_{j=1}^{m+n-1} p_{nj} \sum_{s=0}^{m+n-2} N_1(r-s) P_{1j}^{(s)}. \quad (3.28)$$

В установившемся режиме работы ( $r \rightarrow \infty$ ) можно положить

$$N_1(r+1) = N_1(r) = N_1(r-1) = \dots = N_1[r - (m+n-2)] = \bar{N}_1.$$

Тогда получим

$$N_n(r+1) = N_n(r) = \dots = N_n[r - (m+n-2)] = \bar{N}_n.$$

$$\bar{N}_1 = \bar{N}_n \sum_{j=1}^{m+n-1} p_{nj} \sum_{i=0}^{m+n-2} P_{1j}^{(i)},$$

или окончательно

$$\bar{N}_1 = \bar{N}_n \left[ 1 + \sum_{j=1}^{m+n-1} p_{nj} \sum_{i=0}^{m+n-2} P_{1j}^{(i)} \right]^{-1}. \quad (3.29)$$

Формула (3.29) с учетом системы уравнений (3.27) позволяет рассчитать среднее за обзор число начальных точек ложных траекторий в установившемся режиме ра-

боты. Зная  $\bar{N}_1$  и условную вероятность захвата  $\lambda_1$ , можно по формуле (3.23) рассчитать зависимость среднего числа передаваемых на сопровождение ложных траекторий  $\bar{N}_{\text{лтр}}$  от среднего числа ложных отметок на входе  $\bar{N}_\lambda$ .

Для алгоритмов, в которых критерий подтверждения отличается от « $1/n$ », формула (3.29), естественно, остается справедливой. Необходимо только уточнить верхние пределы суммирования по  $j$  и  $s$ . Верхний предел суммирования по  $s$  определяется общим числом стробов, образуемых в процессе реализации алгоритма. Для алгоритма с критерием подтверждения « $l/n$ » ( $l > 1$ ) это число больше  $m+n-1$ . Поэтому в общем случае верхний предел по  $j$  равен  $m+v-1$ , где  $v \geq n$ . Верхний предел суммирования по  $s$  определяется максимальным числом шагов, которые могут быть сделаны при переходе из состояния  $a_1$  в состояние, предшествующее поглощаемому. Легко показать, что это число не зависит от значения  $l$  в критерии « $l/n$ » и всегда равно  $m+n-2$ .

Таким образом, в общем виде формула для определения числа одиночных отметок, принимаемых за начало ложных траекторий, при использовании алгоритма с критерием « $2/m+1/n$ » имеет

$$\bar{N}_1 = \bar{N}_\lambda \left[ \begin{matrix} n+v-1 & m+n-2 \\ & s \end{matrix} \right]^{-1} \quad (3.30)$$

где  $v$  — число, определяемое из графа алгоритма.

Для сравнения фильтрующей способности некоторых алгоритмов рассматриваемого типа на рис. 3.8 приведены результаты расчета среднего числа передаваемых на сопровождение траекторий  $\bar{N}_{\text{лтр}}$  в зависимости от среднего за обзор числа ложных отметок, поступающих на вход ЦВМ вторичной обработки информации. Из анализа графиков следует: 1) фильтрующая способность алгоритмов, реализующих критерий серийных испытаний « $2/m+1/n$ », увеличивается с уменьшением  $m$  и  $n$  и увеличением  $l$ ; 2) увеличение  $l$  на единицу приводит к более существенному повышению фильтрующей способности, чем соответствующее уменьшение  $m$  и  $n$ . Указанные свойства необходимо учитывать при выборе алгоритма, предназначенного для практической реализации.

Если в системе ограничено допустимое число ложных траекторий, передаваемых на сопровождение, то совместный выбор  $\bar{N}_{\text{лтр}}$  и критериев алгоритма серийных испыта-

ний позволяет предъявить требования к уровню помех на входе ЦВМ вторичной обработки.

При проектировании загрузки ЦВМ вторичной обработки радиолокационной информации необходимо знать среднее число ложных траекторий, находящихся на обнаружении в установившемся режиме работы. Обозначим это число через  $N_{о.лтр}$ . Очевидно, что в процессе обнаружения находятся все ложные траектории, по которым не приняты окончательные решения о передаче на сопровождение или

о сбросе. Число таких траекторий в установившемся режиме работы равно

$$m + v - 1$$

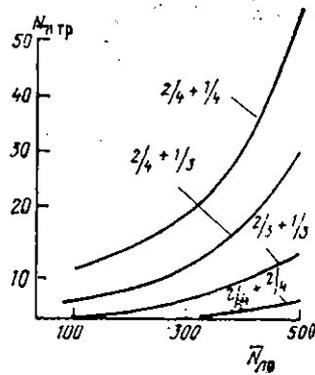


Рис. 3.8

где в соответствии с выражением (3.26) в установившемся режиме

$$\overline{N}_j = \overline{N}_1 \sum_{s=0}^{m+n-2} P_{1j}^{(s)}. \quad (3.32)$$

Подставляя в (3.31) выражение (3.32), получаем

$$\overline{N}_{о.лтр} = \overline{N}_1 \sum_{j=1}^{m+v-1} \sum_{s=0}^{m+n-2} P_{1j}^{(s)},$$

или с учетом выражения (3.30) окончательно имеем

$$\overline{N}_{о.лтр} = \frac{\overline{N}_1 \sum_{j=1}^{m+v-1} \sum_{s=0}^{m+n-2} P_{1j}^{(s)}}{1 + \sum_{j=1}^{m+v-1} P_{2j} \sum_{s=0}^{m+n-2} P_{1j}^{(s)}}. \quad (3.33)$$

**Статистический анализ алгоритмов «2/m+1/n» при обнаружении истинных траекторий.** Сначала рассмотрим алгоритм «2/m+1/n». Функционирование алгоритма, реа-

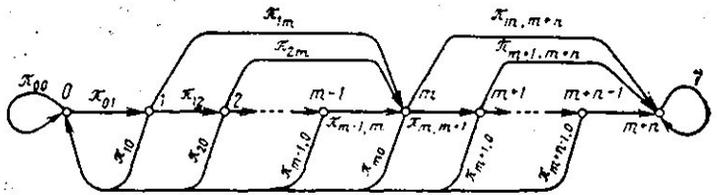


Рис. 3.9

лизирующего критерий « $2/m+1/n$ » при обнаружении истинных траекторий, поясняется с помощью графа на рис. 3.9. Особенностью этого графа по сравнению с графом на рис. 3.7 (обнаружение ложных траекторий) является наличие неравных нулю вероятностей переходов в исходное состояние  $a_0$  из любого промежуточного состояния  $\Pi \setminus (j=1, 2, \dots, m+n-1)$ .

Вероятность возвращения в исходное состояние  $a_0$  из промежуточного состояния  $a_i$  ( $i=1, 2, \dots, m-1$ ) равна вероятности одновременного наступления двух событий, первое из которых состоит в том, что в соответствующем стробе первичного захвата истинная отметка не обнаружена, а второе — в том, что в этот строб попала хотя бы одна ложная отметка, т. е.

$$\pi_{i0}(r) = [1 - p_n(r)] p_{ni}, \quad (3.34)$$

где  $p_n(r)$  — вероятность обнаружения истинной отметки в  $n$ -м обзоре (не зависящая от объема строба  $V_i$ );  $p_{ni}$  — вероятность обнаружения хотя бы одной ложной отметки в стробе  $V_i$ .

Вероятность возвращения схемы в исходное состояние  $a_0$  из промежуточного  $a_j$  ( $j=m, m+1, m+n-1$ ) равна сумме вероятностей двух несовместимых событий  $A_r$  и  $B_r$ :

$$\pi_{j0}(r) = P_j(A_r) + P_j(B_r), \quad j = m, m+1, \dots, m+n-1, \quad (3.35)$$

где

$$P_j(A_r) = [1 - p_n(r)] p_{nj};$$

$$P_j(B_r) = p_n(r) p_{nj} [1 - P_{\text{сел}}(V_j)], \quad (3.36)$$

$P_{\text{сел}}(V_j)$  — вероятность правильной селекции истинной отметки среди ложных в стробе  $V_j$ .

Теперь, исходя из общих принципов работы алгоритма и с учетом выражений (3.34) — (3.36), можно определить вероятности переходов  $\pi_{ij}(r)$  графа на рис. 3.9 (или эле-



представлена в виде

$$\begin{aligned}
 P_0(r) &= P_0(r-1) \pi_{00}(r) + P_1(r-1) \pi_{10}(r) + \dots + P_{m+n-1} \times \\
 &\times (r) \pi_{m+n-1,0}(r) = \sum_{j=1}^{m+n-1} P_j(r-1) \pi_{j0}(r), \\
 P_1(r) &= P_0(r-1) \pi_{01}(r), \\
 &\dots \dots \dots \\
 P_m(r) &= P_1(r-1) \pi_{1m}(r) + P_2(r-1) \pi_{2m}(r) + \dots + P_{m-1} \times \\
 &\times (r-1) \pi_{m-1,m}(r) = \sum_{j=1}^{m+n-1} P_j(r-1) \pi_{jm}(r), \\
 P_{m+1}(r) &= P_m(r-1) \pi_{m,m+1}(r), \\
 &\dots \dots \dots \\
 P_{m+n}(r) &= \sum_{j=m}^{m+n-1} P_j(r-1) \pi_{j,m-n}(r) + P_{m+n}(r-1) = P_n(r).
 \end{aligned}
 \tag{3.39}$$

Последнее уравнение системы (3.39) определяет суммарную вероятность обнаружения истинной траектории на  $r$ -м шаге, нарастающую от обзора к обзору.

В общем случае критерия « $2/m+1/n$ » получить формулы для нарастающей вероятности обнаружения истинной траектории при произвольном  $l > 1$  не представляется возможным. Анализ необходимо производить отдельно по каждому конкретному алгоритму [21].

С целью сравнения различных критериев типа « $2/m+1/n$ » при обнаружении истинных траекторий на рис. 3.10 приведены рассчитанные по изложенной методике зависимости вероятности обнаружения от нормированной дальности  $d_r/d_{\max}$ .

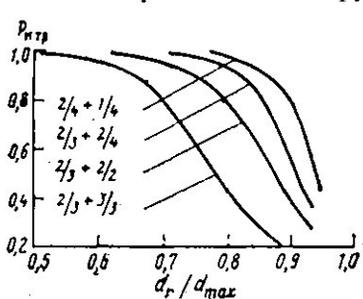


Рис. 3.10

ности  $d_r/d_{\max}$ . В соответствии с принятыми обозначениями  $d_{\max}$  — максимальная горизонтальная дальность действия РЛС;  $d_r$  — текущая горизонтальная дальность действия РЛС;  $d_r = d_{\max} - r \Delta d(T_0)$ , где  $\Delta d(T_0)$  — изменение координаты дальности за период обзора  $T_0$ . Вероятность обнаружения цели на  $r$ -м шаге определяется по формуле [21]

$p_n(r) = \exp[-0,68(d_r/d_{\max})^4]$ . Вероятность правильной селекции истинных отметок в stroбах подтверждения принималась постоянной и равной  $P_{\text{сэл}} = 0,95$ . Плотность ложных отметок  $10^{-4}$  на единицу объема зоны обзора.

Из анализа и сравнения кривых следует, что с точки зрения уменьшения числа шагов при обнаружении истинной траектории целесообразно применять критерии « $2/m + 1/n$ », причем небольшие колебания  $m$  и  $n$  не приводят к существенному изменению числа шагов для обеспечения близкой к единице вероятности обнаружения истинной траектории. Высокая (порядка 0,98) вероятность обнаружения истинной траектории по указанным критериям достигается на дальности, соответствующей 0,75 от максимальной дальности действия РЛС. Применение критериев подтверждения « $1/n$ » ( $l > 1$ ) приводит к существенному удлинению процесса обнаружения истинных траекторий.

### 3.3. Сопровождение траекторий целей по данным обзорной РЛС

Процесс обработки информации о цели на этапе обнаружения траектории заканчивается, как только выполняется установленный критерий ее обнаружения. После этого вычисляются начальные значения параметров обнаруженной траектории, и она передается на автосопровождение. Автосопровождение цели понимается в дальнейшем в смысле автоматического продолжения траектории ее движения и уточнения параметров этой траектории, так что термины «автосопровождение цели» и «автосопровождение (или просто сопровождение) траектории» понимаются в одинаковом смысле. Более предпочтительным является термин «сопровождение траектории», которым и будем пользоваться в дальнейшем.

**Логическая схема алгоритма сопровождения траектории.** В процессе сопровождения каждой траектории решаются две основные задачи: стробирование и отбор новых отметок для продолжения траектории, оценивание параметров траектории и построение функции, описывающей изменение этих параметров во времени.

Принципиально выполнение обеих перечисленных задач может быть реализовано с помощью одного алгоритма. В этом случае требуемое качество решения задачи оценивания параметров траектории должно быть согласовано с потребителями информации. Однако возможен

и такой вариант построения системы, когда на алгоритм сопровождения возлагается только задача слежения за траекторией цели, а для высококачественного оценивания параметров траектории **в** интересах потребителей информации создается отдельный алгоритм, который в дальнейшем будем называть алгоритмом **траекторных** расчетов.

Целесообразность выделения специального алгоритма траекторных расчетов следует из таких соображений.

1. Операции оценки и экстраполяции параметров траектории для обеспечения непрерывности ее **сопровождения** должны производиться в системе координат, **измеряемых РЛС**, по ходу обновления информации. К точности выполнения этих операций не предъявляется особо жестких требований, что **позволяет** производить вычисления по упрощенным формулам, исходя из гипотезы прямолинейного движения цели.

2. Вычисление параметров траектории в интересах **потребителей** радиолокационной информации должно производиться с учетом всех доступных сведений о характере **движения** цели (воздушная или космическая цель, маневрирующая или **неманеврирующая** цель и т. д.) по точным формулам. Выдаваемые параметры при этом могут быть представлены в другой, отличной от радиолокационной, системе координат (например, в прямоугольной системе координат с центром в точке расположения пункта сбора информации). Более того, в интересах потребителей или по соображениям более доступного сопряжения с другими **алгоритмами** системы для оценивания могут быть выбраны совсем не те параметры, которые необходимы при сопровождении траектории (например, курс и модуль вектора скорости при сопровождении самолетов и т. д.).

3. Потребителей интересует в первую очередь информация о целях, представляющих наибольшую важность для системы (например, самолеты, следующие на аэродром посадки в АСУ крупного аэродрома). Именно по таким целям и необходимо рассчитывать точные значения параметров траектории. Естественно, не все обнаруживаемые в зоне обзора РЛС цели одинаково важны, а некоторые из них, вообще не представляют интереса для системы (удаляющиеся цели, пролетающие цели и т. д.). Следовательно, оценивание параметров с высокой точностью необходимо только для части сопровождаемых целей. **Выделение** отдельного алгоритма траекторных расчетов позво-

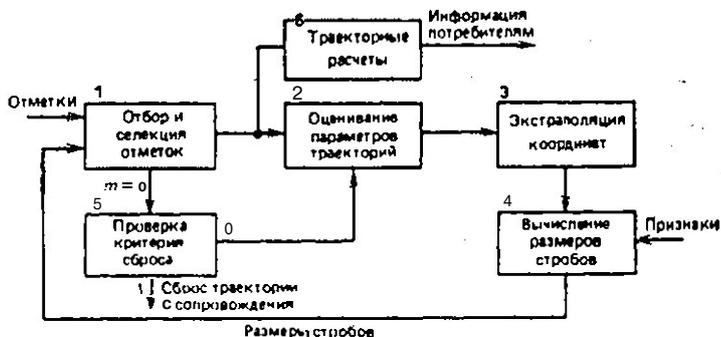


Рис. 3.11

ляет в данном случае уменьшить требования к производительности вычислительных средств.

С учетом высказанных соображений логическая схема алгоритма сопровождения траектории приведена на рис. 3.11. В блоке 1 решается задача отбора и селекции отметки для продолжения траектории. Алгоритм стробирования и селекции отметок в стробе строится в соответствии с теоретическими предпосылками, изложенными в § 3.1. Отселектированной отметке присваивается номер сопровождаемой траектории и она передается на вход блока траекторных расчетов (блок 6). Одновременно новая отметка используется для оценивания параметров и экстраполяции координат цели на следующий обзор, т. е. для подготовки следующего цикла стробирования и селекции. Для этого последовательно производятся:

1. Оценивание параметров траектории при упрощенных предпосылках о законе движения цели и погрешностях измерения координат (блок 2).

2. Вычисление экстраполированных значений координат на следующий обзор (блок 3). Экстраполяция производится по линейному закону.

3. Вычисление размеров строба (блок 4). При этом используются точностные характеристики измеренных и экстраполированных координат, а также информация о пропуске отметок в стробе.

4. При отсутствии новой отметки для продолжения траектории проверяется критерий сброса этой траектории с сопровождения (блок 5). При выполнении критерия сброса сопровождение траектории прекращается, а предыдущая информация о ней стирается. Если же критерий

сброса не выполняется, то в качестве **координат** новой отметки используются координаты экстраполированной точки и производится новый цикл вычислений.

В общем случае при принятии решения о сбросе траектории с сопровождения необходимо учитывать не только наличие отметок для ее продолжения, но и ряд других **факторов**, к которым можно отнести: важность цели; возможность цели изменить свою траекторию в полете; текущие координаты цели; направление ее полета и **продолжительность** пребывания в зоне обзора РЛС и т. д. Однако учет этих факторов чрезвычайно сложен и не всегда доступен из-за ограниченной производительности вычислительных средств. Поэтому основным критерием при принятии решения о сбросе траектории с сопровождения является появление некоторой пороговой серии  $fa$  пропусков отметок в стробах сопровождения. Такой критерий сброса не учитывает индивидуальные особенности каждой **траектории**, а также не использует **информацию** о **накопленном** уровне точности к моменту появления серии пропусков. Единственное его **достоинство** — простота реализации на ЭВМ соответствующего алгоритма.

При выборе  $fa$  необходимо исходить из следующих соображений. Чем больше  $k_T$ , тем меньше вероятность принятия ложного решения о сбросе с сопровождения истинной траектории. С другой стороны, с увеличением  $fa$  увеличиваются число находящихся на сопровождении ложных траекторий и их средняя продолжительность. Поэтому при выборе  $fa$  необходимо учитывать статистические характеристики пропусков (необнаружений) истинных отметок. (**Окончательный** выбор значения  $fa$  обычно производится при испытании системы обработки.)

С учетом критерия сброса по  $fa$  пропускам подряд процесс сопровождения траектории описывается графом со случайными переходами (рис. 3.12). Характер **состояний** и переходов этого графа позволяет выделить следующие режимы **сопровождения**:

1) режим устойчивого сопровождения, характеризующийся **тем**, что граф находится в исходном состоянии  $a_{m+n}$  (впервые это состояние достигается при выполнении критерия обнаружения траектории);

2) режим неустойчивого сопровождения, соответствующий одному из промежуточных состояний графа  $a_j (j=m+n-1, \dots, m+n+k_T-1)$ ;

3) режим сброса траектории с сопровождения, свидетельствующий о том, что число пропусков отметок подряд

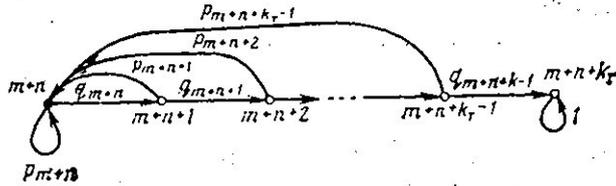


Рис. 3.12

достигло порогового уровня  $k=k_T$  и граф перешел в поглощающее состояние  $a_{m+n+k_T}$ .

В этом случае граф алгоритма сопровождения траектории аналогичен графу алгоритма фиксации конца пачки двоично-квантованных сигналов [21]. Поэтому полностью совпадает и методика анализа этих алгоритмов.

При статистическом анализе алгоритмов сопровождения основной интерес представляет среднее время существования ложной траектории и связанное с этим временем среднее число ложных траекторий, находящихся на сопровождении в установившемся режиме работы. Кроме того, интересным является определение вероятности сброса с сопровождения истинной траектории при заданном значении вероятности обнаружения отметок. Установим здесь только зависимость между средним числом ложных траекторий, передаваемых на сопровождение в каждом обзоре, и средним числом ложных траекторий, находящихся на сопровождении в установившемся режиме работы. Для этого необходимо, прежде всего, определить вероятность окончания процесса сопровождения ложной траектории точно на  $\mu$ -м шаге (обзоре) после передачи ее на сопровождение в момент  $\mu=0$ . В случае критерия сброса по  $k_T$  пропускам подряд вероятность окончания сопровождения ложной траектории точно на  $\mu$ -м шаге равна вероятности перехода графа (рис. 3.12) из состояния  $a_{m+n}$  в состояние  $a_{m+n+k_T}$  за  $\mu$  шагов:

$$P_{\text{сбр}}(\mu) = P_{m+n+k_T}(\mu). \quad (3.40)$$

Для вычисления вероятности  $P_{m+n+k_T}(\mu)$  применимы следующие рекуррентные формулы:

$$P_{m+n}(\mu) = \sum_{j=m+n}^{m+n+k_T-1} P_j(\mu-1) p_{nj}, \quad P_{m+n}(0) = 1,$$

$$\begin{aligned}
 P_{m+n+1}(\mu) &= P_{m+n}(\mu-1) q_{m+n}, \\
 &\dots \dots \dots \\
 P_{m+n+k_T}(\mu) &= P_{m+n+k_T-1}(\mu-1) q_{m+n+k_T-1}.
 \end{aligned}
 \tag{3.41}$$

**Средняя длительность** ложной траектории, выраженная числом обзоров, определяется теперь по формуле

$$\bar{\mu} = \sum_{\mu=k_T}^{\infty} \mu P_{m+n+k_T}(\mu).
 \tag{3.42}$$

Далее, если известно среднее число передаваемых на сопровождение ложных траекторий, то среднее число находящихся на сопровождении ложных траекторий определяется из выражения

$$\bar{N}_{с.лтр} = \bar{N}_{лтр} \bar{\mu}.
 \tag{3.43}$$

Среднее число находящихся на сопровождении ложных траекторий учитывается при расчетах загрузки ЭВМ, на которой реализуются алгоритмы сопровождения траекторий.

**Объединенный алгоритм обнаружения и сопровождения траекторий.** До сих пор имелось в виду, что алгоритмы обнаружения и сопровождения траекторий реализуются **раздельно**, т. е. в отдельных вычислительных устройствах (ЦВМ). На практике в ряде случаев более удобной является такая организация вторичной обработки, когда оба эти алгоритма объединены в единый алгоритм обнаружения и сопровождения траектории, а реализация объединенного алгоритма производится с помощью одной ЭВМ. В дальнейшем имеется в виду именно такой вариант построения системы обработки.

Если заданы критерий завязки начала траектории « $2/m$ », критерий подтверждения « $l/n$ » и критерий сброса траектории с сопровождения, например по критерию  $k_T$  пропусков подряд, то объединенный критерий обнаружения и сопровождения траектории можно символически записать в виде « $2/m+l/n-k_T$ ». Граф объединенного алгоритма при обнаружении и сопровождении ложных траекторий по критерию « $2/m+l/n-k_T$ » приведен на рис. 3.13.

Граф объединенного алгоритма позволяет анализировать процесс обнаружения и сопровождения траекторий в целом вместо анализа по частям, проведенного выше. Не повторяя рассуждений и выводов предыдущих параграфов, уточним полученные там результаты. В частности,

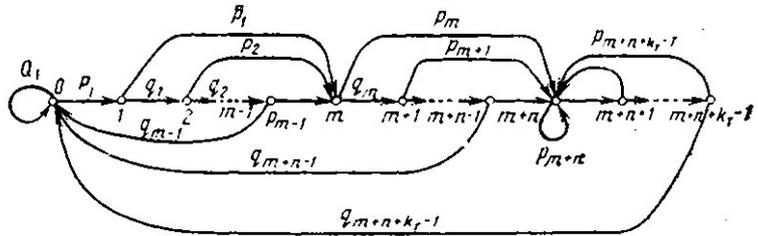


Рис. 3.13

уточнению подлежит полученное в § 3.2 выражение для числа начальных точек ложных траекторий, образующихся в установившемся режиме работы [(см. (3.30))].

В объединенном алгоритме, реализующем критерий « $2/m+1/n-k_T$ », число стробов равно  $m+v+k_T-1$ . Поэтому верхний предел суммирования по  $j$  в формуле (3.30) будет  $j_{\max} = m+v+k_T-1$ . Верхний предел суммирования по  $s$  будет теперь  $s_{\max} = \infty$ , так как число шагов при переходе из состояния  $a_1$  в состояние  $a_{m+n+k_T-1}$  в данном случае может быть сколь угодно большим.

Таким образом, в объединенном алгоритме число ложных отметок, принимаемых на начальные точки новых траекторий, определяется по формуле

$$\bar{N}'_1 = \bar{N}_n \left[ 1 + \sum_{j=1}^{m+v+k_T-1} p_{j1} \sum_{s=0}^{\infty} P_{1j}^{(s)} \right]^{-1}. \quad (3.44)$$

Если критерий подтверждения имеет вид  $1/n$ , то  $v=n$ .

Среднее число передаваемых на сопровождение ложных траекторий теперь будет

$$N'_{лтр} = \bar{N}'_1 \pi_1, \quad (3.45)$$

т. е. меньше, чем для случая отдельной реализации, так как число начальных точек уменьшилось. Соответственно уменьшится и число ложных траекторий, находящихся на сопровождении.

## Глава 4. АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ И ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ ЦЕЛЕЙ ПО ДАННЫМ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

### 4.1. Исходные предпосылки

На всех этапах вторичной обработки радиолокационной информации решаются задачи нахождения оценок  $\hat{\Phi}(t_i)$  параметров траектории  $\Phi$  (0 по выборке наблюдаемых координат  $Y(t_i)$  ( $i=0, 1, \dots, n, \dots$ )). При этом различают оценку параметров [35]:

отнесенную к моменту  $t_i=t_n$  получения последнего измерения — фильтрация параметров траектории;

в упрежденной точке  $t_i > t_n$  — экстраполяция параметров траектории;

в точках, находящихся внутри интервала наблюдения  $0 \leq t_i < t_n$  — сглаживание параметров траектории.

В данной главе рассматриваются только первые две задачи. Класс рассматриваемых объектов ограничивается в основном воздушными целями.

Необходимо иметь в виду, что по теории фильтрации вообще и по применениям этой теории в задачах обработки радиолокационной информации в частности имеется большое число публикаций (например, [2, 16, 21, 35]). Поэтому в главе изложены только основные результаты теории фильтрации и экстраполяции применительно к задачам вторичной обработки радиолокационной информации в форме, доступной для инженеров-проектировщиков алгоритмов и вычислительных комплексов обработки радиолокационной информации.

### 4.2. Представление фильтруемого процесса

Модель траектории цели. При решении задач фильтрации принципиальное значение имеет способ представления процесса изменения фильтруемых параметров цели во времени. В нашем случае это соответствует выбору модели траектории цели.

В задачах вторичной обработки радиолокационной информации с учетом дискретности процесса измерения координат цели и возмущений модель траектории можно задать системой линейных разностных уравнений, которая

в векторной форме записывается в виде

$$\Phi_{n+1} = \Phi_n \Phi_n + \Gamma_n \eta_n = \Phi'_{n+1} + \Gamma_n \eta_n, \quad (4.1)$$

где  $\Phi_n$  —  $s$ -мерный вектор параметров траектории цели на  $n$ -м шаге;  $\Phi_n$  — известная  $(s \times s)$ -мерная переходная матрица;  $\eta_n$  —  $h$ -мерный вектор возмущения параметров траектории;  $\Gamma_n$  — известная  $(s \times h)$ -мерная матрица;  $\Phi'_{n+1}$  — детерминированная (невозмущенная) составляющая вектора параметров траектории цели на  $(n+1)$ -м шаге.

При полиномиальном представлении независимых координат цели прогнозирование параметров невозмущенной траектории, например по координате дальности  $r(t)$ , производится по формулам:

$$\begin{aligned} r_{n+1} &= r_n + \dot{r}_n \tau_n + \ddot{r}_n \tau_n^2 / 2 + \dots, \\ \dot{r}_{n+1} &= \dot{r}_n + \ddot{r}_n \tau_n + \dots, \\ \ddot{r}_{n+1} &= \ddot{r}_n + \ddot{\ddot{r}}_n \tau_n + \dots, \\ &\dots \end{aligned} \quad (4.2)$$

где  $\tau_n = t_{n+1} - t_n$ ;  $t_{n+1}$ ,  $t_n$  — моменты отсчета функции  $r(t)$ ;  $r_n$ ,  $\dot{r}_n$ ,  $\ddot{r}_n$ , ... — параметры траектории, имеющие смысл координаты, скорости изменения координаты, ускорения по координате и т. д.

При записи выражений (4.2) в векторно-матричном виде

$$\Phi'_{n+1(r)} = \Phi_n \Phi_{n(r)}$$

имеем

$$\Phi_{n(r)} = \begin{pmatrix} r_n \\ \dot{r}_n \\ \ddot{r}_n \\ \vdots \\ \vdots \end{pmatrix}; \quad \Phi_n = \begin{pmatrix} 1 & \tau_n & \tau_n^2/2 & \dots \\ 0 & 1 & \tau_n & \dots \\ 0 & 0 & 1 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}.$$

Выражения для невозмущенных параметров траектории по другим независимым координатам записывается аналогично.

Во втором слагаемом уравнения модели (4.1) в первую очередь должны быть учтены возмущения, обусловленные неоднородностью среды, в которой движется цель; атмосферными явлениями, а также неточностью и инерционностью системы управления и стабилизации параметров цели в полете. Назовем их шумом управления. Обыч-

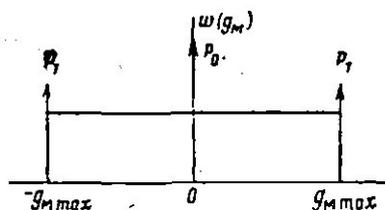


Рис. 4.1

но шум управления представляется как дискретный белый шум с математическим **ожиданием**, равным нулю, и корреляционной матрицей

$$M[\eta_{штn} \cdot \eta_{штm}^T] = \sigma_{шт}^2 \delta_{nm},$$

где  $\sigma_{шт}^2$  — дисперсия шума управления;  $\delta_{nm} = 1$ , если  $m = n$ , и 0, если  $m \neq n$  (символ Кронекера).

Кроме шумов управления в модели траектории необходимо учитывать специфические возмущения, обусловленные непредвиденными для наблюдателя изменениями параметров траектории, которые обусловлены маневром цели. Эти возмущения назовем шумом маневрирования. В общем случае шум маневрирования не является ни белым, ни гауссовским. Один из возможных **примеров** представления плотности распределения вероятности ускорения (интенсивности маневра) самолета по одной из координат приведен на рис. 4.1, где  $P_0$  — **вероятность отсутствия** маневра,  $P_1$  — вероятность маневра с максимальным ускорением  $\pm g_{mmax}$ , а вероятность любого промежуточного значения интенсивности **маневра**

$$P = [1 - (2P_1 + P_0)] / 2g_{mmax}. \quad (4.3)$$

Равновероятность промежуточных значений интенсивности маневра можно обосновать, например, тем, что проекция интенсивности маневра самолета по курсу (наиболее частый случай **маневра**) на произвольное направление принимает любое знамение в пределах  $\pm g_{mmax}$ , а при наличии **множества** маневров во времени и пространстве можно допустить, что все эти значения равновероятны.

Поскольку выполнение маневра обычно требует значительного **времени** (во всяком случае большего, чем интервал времени  $\tau_n$  между двумя измерениями координат цели), то его интенсивность в некоторый момент наблюдения коррелирована с интенсивностью в предыдущие (последующие) моменты. Поэтому для статистической характеристики шума маневрирования необходимо знать его автокорреляционную функцию.

Обычно автокорреляционную функцию интенсивности

маневра представляют в виде экспоненциальной функции

$$M[g_m(t)g_m(t+\tau)] = R_m(\tau) = \sigma_m^2 e^{-\alpha|\tau|}, \quad (4.4)$$

где  $\alpha$  — величина, обратная средней длительности маневра  $T_m$ ;  $\alpha = 1/T_m$ ;  $\sigma_m^2$  — дисперсия интенсивности маневра. Для равнодискретного времени эту функцию можно представить в виде

$$R_m(n) = \sigma_m^2 e^{-\alpha|nT_{обм}|} = \sigma_m^2 \rho^{|n|}, \quad (4.5)$$

где  $\rho = e^{-\alpha T_{обм}}$  ( $T_{обм}$  — период обновления информации).

Последующие значения интенсивности маневра могут быть выражены через предыдущие:

$$g_{m,n+1} = \rho g_{m,n} + \sigma_m \sqrt{1-\rho^2} \xi_n, \quad (4.6)$$

где  $\xi_n$  — белый шум с математическим ожиданием, равным нулю, и дисперсией, равной единице.

В практике проектирования и исследования систем обработки радиолокационной информации условно считают, что множество целей можно разделить на **неманеврирующие** и **маневрирующие**. Цель считается **неманеврирующей**, если она движется по прямой с постоянной скоростью (с **точностью** до влияния интенсивности шума управления), во всех других **случаях** — **маневрирующей**. Например, для аэродинамических **объектов** в качестве основной принимается модель **неманеврирующей** цели, каждая из **независимых** координат которой описывается полиномом первой **степени**. Однако такая классификация имеет смысл только если в **процессе** обработки радиолокационной информации фильтруемые параметры представлены в декартовой системе координат. Если же фильтруемые параметры представлены в полярной (сферической) системе координат, то они изменяются **нелинейно** и при прямолинейном и равномерном движении цели. В этом случае для представления независимых координат должны быть использованы по крайней мере полиномы второй степени.

Модель процесса измерения. При **решении** задач фильтрации кроме модели траектории необходимо задать связи между  **$m$ -мерным** вектором измеряемых координат  $Y_n$  и  **$s$ -мерным** вектором оцениваемых параметров  $\vartheta_n$  в момент  **$n$ -го** измерения. Эта связь обычно задается линейным алгебраическим соотношением

$$Y_n = H_n \vartheta_n + \Delta Y_n, \quad (4.7)$$

где  $\mathbf{H}_n$  — известная  $(m \times s)$ -мерная матрица, устанавливающая связь между наблюдаемыми координатами и оцениваемыми параметрами;  $\Delta \mathbf{Y}_n$  — погрешность измерения координат.

В рассматриваемом случае наблюдаемыми являются текущие координаты целей в сферической системе координат (дальность  $r_n$ , азимут  $\beta_n$ , угол места  $\epsilon_n$ ) или некоторые специфические для РЛС координаты — радиолокационные (например, дальность и косинусы углов между осью антенной решетки и направлением на цель). В некоторых РЛС в качестве измеряемой координаты может быть также радиальная скорость  $r_n$ .

Матрица  $\mathbf{H}_n = \mathbf{H}$  имеет простейший вид (состоит из нулей и единиц), если по наблюдаемым сферическим координатам оцениваются параметры траектории в той же системе координат. Например, если измеряются полярные координаты цели  $(r_n, \beta_n)$ , а фильтруются параметры  $\hat{r}_n, \hat{\dot{r}}_n, \hat{\beta}_n, \hat{\dot{\beta}}_n$  (линейное приближение), матрица  $\mathbf{H}$  имеет вид

$$\mathbf{H} = \begin{matrix} & \hat{r}_n & \hat{\dot{r}}_n & \hat{\beta}_n & \hat{\dot{\beta}}_n \\ r_n & \left\| \begin{array}{cccc} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right\| \end{matrix}$$

Если же по измеренным полярным координатам фильтруются параметры траектории в декартовой системе координат  $(x_n, \hat{x}_n, y_n, \hat{y}_n)$ , то вычисление элементов матрицы  $\mathbf{H}_n$  производится дифференцированием формул пересчета координат из полярной системы в декартову:

$$\mathbf{H}_n = \begin{matrix} & \hat{x}_n & \hat{\dot{x}}_n & \hat{y}_n & \hat{\dot{y}}_n \\ r_n & \left\| \begin{array}{cccc} \frac{dr_n}{dx_n} & 0 & \frac{dr_n}{dy_n} & 0 \\ \frac{r_n \sin \beta_n}{dx_n} & 0 & \frac{r_n \sin \beta_n}{dy_n} & 0 \end{array} \right\| \end{matrix}$$

Аналогично определяются элементы матрицы  $\mathbf{H}_n$  для других сочетаний измеряемых координат и фильтруемых параметров.

Погрешности измерения координат, представленные в уравнении (4.7) вектором  $\Delta \mathbf{Y}_n = \Delta \mathbf{Y}(t_n)$ , с достаточно общих позиций можно рассматривать как нормальную случайную последовательность, относительно которой могут быть приняты следующие исходные предпосылки:

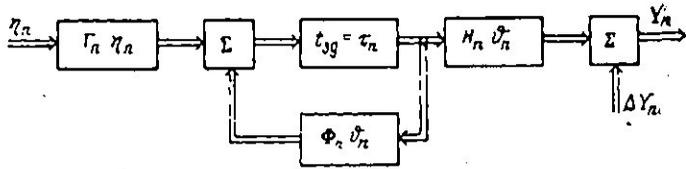


Рис. 4.2

1. Погрешности измерения независимых наблюдаемых координат не зависят друг от друга. Это позволяет решать задачи фильтрации по каждой наблюдаемой координате раздельно.

2. В общем случае совокупность погрешностей измерения каждой координаты в момент времени  $t_1, t_2, \dots, t_n$  представляет собой  $n$ -мерную систему коррелированных нормально распределенных случайных величин с корреляционной матрицей  $R_n$  размера  $(n \times n)$ :

$$R_n = \begin{vmatrix} \sigma_1^2 & R_{12} & R_{13} & \dots & R_{1n} \\ R_{21} & \sigma_2^2 & R_{23} & \dots & R_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{n1} & R_{n2} & R_{n3} & \dots & \sigma_n^2 \end{vmatrix} \quad (4.8)$$

Симметричные относительно диагонали элементы корреляционной матрицы  $R_n$  равны между собой, т. е.  $R_{ij} = R_{ji}$ . Это значит, что при транспонировании она не изменяется ( $R_n^T = R_n$ ). Если погрешности измерения не коррелированы, все элементы корреляционной матрицы, кроме диагональных, равны нулю. Такая матрица называется диагональной.

В заключение отметим, что модель траектории цели вместе с моделью процесса измерения образуют модель объединенной динамической системы, представляющей процесс, подлежащий фильтрации. Схема объединенной динамической модели приведена на рис. 4.2 (двойные стрелки обозначают многомерные (векторные) связи) [2].

### 4.3. Статистический подход к решению задач фильтрации случайных (неизвестных) параметров

Задача фильтрации случайных (неизвестных) параметров ставится следующим образом. Пусть наблюдается последовательность  $\{Y\}_n = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_n\}$  векторов измеренных значений координат, которая статистически связана с последовательностью  $\{\varphi\}_n = \{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n\}$  векторов состояния динамической системы в соответствии с уравнениями (4.1) и (4.7). Требуется найти текущую оценку  $\hat{\varphi}_n$  вектора состояния  $\varphi_n$ .

Общий подход к решению поставленной задачи дается в теории **статистических решений**. В частности, оптимальная оценка **неизвестно**-то векторного параметра по критерию минимального среднего риска при квадратичной функции потерь находится **из** соотношения

$$\hat{\theta}_n = \int_{\Theta} \theta_n \omega(\theta_n | \{Y\}_n) d\theta_n,$$

где  $\omega(\theta_n | \{Y\}_n)$  — апостериорная (послеопытная) плотность вероятности текущего значения вектора параметров  $\theta_n$  по данным последовательности измерений  $\{Y\}_n$ ;  $\Theta$  — пространство возможных значений оцениваемого векторного параметра  $\theta$ .

Если функция апостериорной плотности вероятности унимодальна и обладает симметрией по отношению к моде, то оптимальная оценка параметра определяется из решения уравнения

$$\frac{\partial \omega(\theta_n | \{Y\}_n)}{\partial \theta_n} \Big|_{\hat{\theta}_n} = 0 \quad \text{при} \quad \frac{\partial^2 \omega(\cdot)}{\partial \theta_n^2} \Big|_{\hat{\theta}_n} < 0$$

и называется оптимальной оценкой по критерию максимума апостериорной плотности вероятности.

Таким образом, в рассматриваемом случае (а также в случае любых других разумных критериев качества оценки) вычисление апостериорной плотности вероятности является достаточной процедурой для получения оптимальных оценок.

В соответствии с разработанными в математической статистике методами постановки статистических экспериментов возможны следующие подходы к вычислению апостериорной плотности вероятности (и соответственно оценки параметров): групповой, когда используется фиксированная выборка измерений, и рекуррентный, **состоящий** в последовательном уточнении апостериорной плотности вероятности после каждого нового измерения. При первом подходе должна быть задана априорная плотность вероятности оцениваемого параметра. При втором подходе в качестве априорного распределения на следующем шаге **используется прогнозируемое распределение** по данным, полученным на предыдущем шаге. Рекуррентное вычисление апостериорной плотности вероятности оцениваемого параметра при отсутствии корреляции шумов модели к погрешностей измерения производится по формуле [21]

$$\omega(\theta_n | \{Y\}_n) = \frac{\omega(Y_n | \theta_n) \omega(\theta_n | \{Y\}_{n-1})}{\int_{\Theta} \omega(Y_n | \theta_n) \omega(\theta_n | \{Y\}_{n-1}) d\theta_n}, \quad (4.9)$$

где  $\omega(\theta_n | \{Y\}_{n-1})$  — плотность вероятности прогнозируемого значения оцениваемого параметра  $\theta_n$  на момент  $n$ -го измерения по данным последовательности предыдущих  $(n-1)$  измерений координаты;  $\omega(Y_n | \theta_n)$  — функция правдоподобия последнего ( $n$ -го) измерения координаты.

В общем случае нелинейных моделей траектории цели и процесса измерения вычисления по формуле (4.9) в замкнутом виде, как правило, невозможны. Поэтому при решении практических задач фильтрации используют различные аппроксимации моделей и статистических характеристик шумов системы и процесса измерения.

Наиболее разработанными и широко применяемыми в инженерной практике являются методы линейной фильтрации, в которых модели состояния системы и измерения предполагаются **линейными**, а шумы гауссовскими. В дальнейшем рассматриваются в основном алгоритмы линейной фильтрации.

#### 4.4. Алгоритмы линейной фильтрации и экстраполяции при фиксированной выборке измерений

Алгоритмы линейной фильтрации и экстраполяции параметров траектории в данном параграфе получены при следующих исходных предпосылках.

1. Модель **невозмущенной** траектории цели по каждой из независимых координат задается в виде **полиномиальной функции**

$$X(\theta, t) = \sum_{l=0}^s \theta_l \frac{t^l}{l!}, \quad (4.10)$$

степень  $s$  которой определяется принятой гипотезой движения цели. В выражении (4.10) коэффициенты полинома имеют смысл **координаты скорости** изменения координаты, ускорения и т. д., которые являются **параметрами** траектории цели. Совокупность параметров  $\theta$ , **записанная** в виде столбца, образует  $(s+1)$ -**мерный** вектор параметров траектории  $\theta = \|\theta_0, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s\|^T$ . Предполагается, что за время измерения этот вектор остается неизменным.

2. Результаты измерения координаты  $Y_i$  в дискретные моменты времени  $t_1, t_2, \dots, t_n$  линейно связаны с **вектором** параметров уравнением

$$Y_i = \sum_{l=0}^s \tau_l^i + \Delta Y_i, \quad \tau_l^i = t_i - t_0, \quad (4.11)$$

где  $\Delta Y_i$  — погрешность измерения.

3. Условная плотность вероятности погрешности единичного измерения

$$w(Y_i | \theta) = \frac{1}{\sigma_{Y_i} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{\left( Y_i - \sum_{l=0}^s \theta_l \frac{\tau_l^i}{l!} \right)^2}{2\sigma_{Y_i}^2} \right], \quad (4.12)$$

где  $\sigma_{Y_i}^2$  — дисперсия погрешности измерений.

4. Совокупность **погрешностей** измерения координаты  $\Delta Y_1, \Delta Y_2, \dots, \Delta Y_N$  в общем случае представляет собой  $N$ -мерную систему коррелированных нормально распределенных случайных величин и характеризуется  $(N \times N)$ -мерной **корреляционной** матрицей  $R_N$  (см. (4.8)). При решении задач фильтрации эта матрица должна быть известной. Условная плотность вероятности  $N$ -мерной выборки

коррелированных нормально распределенных случайных величин

$$\begin{aligned} \omega(Y_1, Y_2, \dots, Y_N | \theta) &= \frac{1}{(2\pi)^{N/2} |R_N|^{1/2}} \times \\ &\times \exp \left[ -\frac{1}{2} (\Delta Y_N^T R_N^{-1} \Delta Y_N) \right], \quad (4.13) \\ \Delta Y_N^T &= \|\Delta Y_1, \Delta Y_2, \dots, \Delta Y_N\|, \\ \Delta Y_i &= \left( Y_i - \sum_{l=0}^j \theta_l \frac{\tau_l^i}{l!} \right) = [Y_i - X(\theta, \tau_i)], \end{aligned}$$

где  $R_N^{-1}$  — обратная корреляционная матрица погрешности измерения;  $|R_N|$  — определитель корреляционной матрицы.

5. Априорная информация о фильтруемых параметрах отсутствует. Это соответствует случаю оценки параметров на начальном участке траектории, т. е. при ее завязке по совокупности специальным образом отобранных отметок. Полученные таким образом оценки используются в дальнейшем в качестве априорных данных на последующих этапах фильтрации. При отсутствии априорной информации задачи оптимальной фильтрации решаются по критерию максимального правдоподобия.

Таким образом, в данном параграфе рассматриваются алгоритмы фильтрации и экстраполяции параметров полиномиальной траектории по фиксированной выборке измерений, оптимальные по критерию максимального правдоподобия.

Алгоритм оптимальной оценки параметров полиномиальной траектории по критерию максимального правдоподобия (общий случай). Функция правдоподобия для оцениваемого векторного параметра  $\theta_N$  по результатам последовательности измерений  $\{Y\}_N$  аналогично условной плотности вероятности  $N$ -мерной выборки коррелированных нормально распределенных случайных величин и в векторно-матричном представлении имеет вид

$$L(\theta_N) = C \exp[-0,5(\Delta Y_N^T R_N^{-1} \Delta Y_N)]. \quad (4.14)$$

В дальнейшем удобнее перейти к натуральному логарифму функции правдоподобия

$$\ln L(\theta_N) = \ln C - 0,5 \Delta Y_N^T R_N^{-1} \Delta Y_N. \quad (4.15)$$

Теперь в соответствии с методом максимального правдоподобия для нахождения оценок параметров траекто-

при необходимо продифференцировать выражение (4.15) по составляющим вектора оцениваемых параметров в каждой точке измерения и приравнять нулю при  $\hat{\Phi}_N = \hat{\Phi}_N$ . В результате получаем векторное уравнение правдоподобия [21]

$$\mathbf{A}_N^T \mathbf{R}_N^{-1} \left\| Y_i - \sum_{l=0}^s \hat{\theta}_l \frac{\tau_i^l}{l!} \right\| = 0, \quad (4.16)$$

где

$$\mathbf{A}_N^T = \begin{pmatrix} \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_1)}{d\hat{\theta}_0} & \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_2)}{d\hat{\theta}_0} & \dots & \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_N)}{d\hat{\theta}_0} \\ \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_1)}{d\hat{\theta}_1} & \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_2)}{d\hat{\theta}_1} & \dots & \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_N)}{d\hat{\theta}_1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_1)}{d\hat{\theta}_s} & \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_2)}{d\hat{\theta}_s} & \dots & \frac{dX(\hat{\Phi}, \tau_N)}{d\hat{\theta}_s} \end{pmatrix}. \quad (4.17)$$

— матрица дифференциальных операторов размера  $(s+1)$

Окончательное решение уравнения правдоподобия для общего случая коррелированных погрешностей имеет вид

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_N &= \mathbf{B}_N^{-1} \mathbf{A}_N^T \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{Y}_N, \\ \mathbf{B}_N &= \mathbf{A}_N^T \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{A}_N, \end{aligned} \quad (4.18)$$

где  $\mathbf{Y}_N$ —  $N$ -мерный вектор результатов измерений.

Если погрешности измерения не коррелированы, то

$$\mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y}_N^T = \mathbf{Y}'_N = \begin{pmatrix} w_1 Y_1 \\ w_2 Y_2 \\ \vdots \\ w_N Y_N \end{pmatrix},$$

где  $w_i = 1/\sigma_{Y_i}^2$ — «вес»  $i$ -го измерения. В этом случае выражение (4.18) записывается в виде

$$\hat{\Phi}_N = \mathbf{B}_N^{-1} \mathbf{A}_N^T \mathbf{Y}'_N, \quad (4.19)$$

что в точности совпадает с оценками, получаемыми методом наименьших квадратов.

Потенциальные ошибки оценки параметров траектории рассматриваемым методом можно получить, используя

## МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

---

### 5. ЦИФРОВАЯ ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА ДВОИЧНО КВАНТОВАННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

#### 5.1. Общая характеристика задач первичной обработки радиолокационных сигналов

Первичная обработка является начальной стадией извлечения информации о целях на основе сигналов, полученных на выходе приемного устройства РЛС. Обычно первичная обработка организуется по тактам. В случае импульсной РЛС продолжительность такта обработки равна длительности периода зондирования.

В процессе первичной обработки решаются следующие основные задачи:

- группирование «раздробленных» отраженных сигналов и формирование пачек;
- принятие решений о принадлежности сформированных пачек к истинным целям (обнаружение);
- определение координат центра пачек, принятых за истинные, что соответствует определению мгновенных значений координат целей в момент локации;
- привязка к координатам времени локации, что необходимо для дальнейшей обработки информации о целях.

Рассмотрим более подробно перечисленные задачи.

Эффект «дробления» отраженного от цели сигнала на целый ряд элементарных составляющих имеет место, во-первых, вследствие многоканальности РЛС. Так, во многих РЛС обзорного действия диаграмма направленности в вертикальной плоскости формируется с помощью парциальных лучей, каждый из которых образует отдельный канал обработки отраженных сигналов. Вследствие того, что парциальные диаграммы сильно перекрываются, сигналы, принимаемые в нескольких соседних каналах, могут принадлежать одной цели. Аналогичное явление имеет место в РЛС, предназначенных для измерения радиальной скорости целей с помощью набора параллельно включенных доплеровских фильтров, т. е. в РЛС, имеющих многоканальность по радиальной скорости. Второй причиной «дробления» отраженного сигнала является дискретизация по времени (дальности). Как уже отмечалось, с целью исключения пропусков отраженных сигналов, период

где

$$w_i = 1/\sigma_{x_{i \text{ изм}}}^2; \quad \delta_{ij} = 1 \quad \text{при } i=j \text{ и } \delta_{ij} = 0 \quad \text{при } i \neq j.$$

Подставляя выражения для  $\mathbf{A}_N^{-1}$  и  $\mathbf{R}_N^{-1}$  в общее уравнение правдоподобия (4.16), получаем систему из двух уравнений для оценки параметров линейной траектории:

$$\begin{aligned} f_N \hat{x} &= \sum_{i=1}^N w_i x_{i \text{ изм}}, \\ g_N \hat{x}_N - h_N \Delta_i \hat{x}_N &= \sum_{i=1}^N w_i (N-i) x_{i \text{ изм}}, \end{aligned} \quad (4.22)$$

где

$$f_N = \sum_{i=1}^N w_i; \quad g_N = \sum_{i=1}^N (N-i) w_i; \quad h_N = \sum_{i=1}^N (N-i)^2 w_i. \quad (4.23)$$

Решение этой системы уравнений получается в виде

$$\begin{aligned} \hat{x} &= \frac{\sum_{i=1}^N w_i x_{i \text{ изм}} - g_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i) x_{i \text{ изм}}}{K_N}; \\ \Delta_i \hat{x}_N &= \frac{g_N \sum_{i=1}^N w_i x_{i \text{ изм}} - f_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i) x_{i \text{ изм}}}{K_N}, \\ K_N &= f_N h_N - g_N^2. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Допустим теперь, что на ограниченном интервале наблюдения измеренные значения координаты можно считать **равноточными** ( $w_1 = w_2 = \dots = w_N = w$ ). В этом случае

$$f_N = N w; \quad g_N = \frac{N(N-1)}{2} w; \quad h_N = \frac{N(N-1)(2N-1)}{6} w. \quad (4.25)$$

-а окончательные формулы для оценки параметров линейной траектории при равнодисcretных и равноточных наблюдениях:

$$\hat{x}_N = \sum_{i=1}^N \eta_{\hat{x}}(i) x_{i \text{ изм}}; \quad \Delta_i \hat{x}_N = \sum_{i=1}^N \eta_{\Delta_i \hat{x}}(i) x_{i \text{ изм}}, \quad (4.26)$$

где

$$\eta_{\hat{x}}(i) = \frac{2(3i-N-1)}{N(N+1)}; \quad \eta_{\Delta_i \hat{x}}(i) = \frac{6(2i-N-1)}{N(N^2-1)} \quad (4.27)$$

— веса измерений при оценке координаты и первого приращения соответственно. Например, при  $N=3$  имеем:

$$\eta_{\hat{x}}(1) = -1/6, \quad \eta_{\hat{x}}(2) = 2/6, \quad \eta_{\hat{x}}(3) = 5/6, \quad \eta_{\Delta, \hat{x}}(1) = -1/2, \\ \eta_{\Delta, \hat{x}}(2) = 0, \quad \eta_{\Delta, \hat{x}}(3) = 1/2. \text{ Следовательно, } \hat{x}_3 = (5x_{3\text{изм}} + \\ + 2x_{2\text{изм}} - x_{1\text{изм}})/6. \quad \Delta_1 x_2 = (x_{2\text{изм}} - x_{1\text{изм}})/2. \text{ Заметим, что для} \\ \text{вЕСОВЫХ коэффициентов всегда выполняются условия} \\ \sum_{i=1}^N \eta_{\hat{x}}(i) = 1, \quad \sum_{i=1}^N \eta_{\Delta, \hat{x}}(i) = 0.$$

Наряду с оценкой параметров должна вычисляться корреляционная матрица ошибок оценки параметров по формуле (4.20). При равнодисcretных, но неравноточных измерениях матрица ошибок оценки параметров

$$\Psi = \frac{1}{K_N} \begin{vmatrix} h_N & g_N \\ g_N & f_N \end{vmatrix}.$$

При равноточных измерениях элементы этой матрицы зависят только от числа измерений:

$$\Psi_N = \begin{vmatrix} \frac{2(2N-1)}{N(N+1)} & \frac{6}{N(N+1)} \\ \frac{6}{N(N+1)} & \frac{12}{N(N^2-1)} \end{vmatrix} \sigma_{x_{\text{изм}}}^2. \quad (4.28)$$

Например, при  $N=3$  корреляционная матрица ошибок оценки параметров линейной траектории имеет вид

$$\Psi_3 = \begin{vmatrix} 5/6 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 \end{vmatrix} \sigma_{x_{\text{изм}}}^2.$$

Следовательно, дисперсия ошибки оценки сглаженной координаты по трем равноточным измерениям составляет  $5/6$  дисперсии погрешности одиночного измерения, дисперсия ошибки оценки приращения координаты из-за неточной оценки скорости составляет половину дисперсии погрешности одиночного измерения, а корреляционный момент связи между ошибками оценки координаты и ее приращения равен половине дисперсии погрешности одиночного измерения координаты. Зависимости нормированных элементов корреляционной матрицы ошибок оценки параметров линейной траектории от числа измерений показана\*

на на рис. 4.3. Как следует из рисунка для получения приемлемых по точности оценок необходимо не менее пяти-шести измерений.

Обращаясь снова к алгоритмам оценки параметров линейной траектории (4.26) и (4.27), легко видеть, что они представляют собой алгоритмы нерекурсивных фильтров, а весовые коэффициенты  $\hat{\pi}_x(i)$  и  $\hat{\pi}_{\Delta_1 x}(i)$  образуют последовательность значений импульсной характеристики

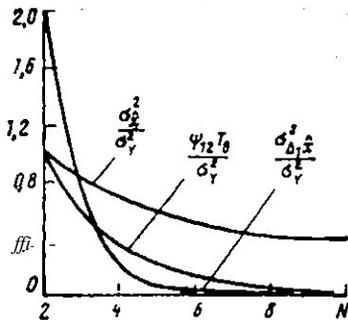


Рис. 4.3

этих фильтров. Для поточной обработки (фильтрации) измерений такими фильтрами необходимо на каждом шаге (после каждого измерения координаты) выполнить  $N$  умножений измеренных значений координат на соответствующие весовые коэффициенты и столько же сложений полученных частных произведений. Для хранения  $N-1$  результатов предыдущих измерений необходимо соответствующее число ячеек ЗУ. В результате (с учетом, что  $N > 5$ ) реализация такого фильтра на ЦВМ получается достаточно сложной.

Алгоритм оптимальной оценки параметров траектории, представляемой полиномом второй степени. При представлении траектории полиномом второй степени в качестве оцениваемых параметров рассматриваются координата  $x_N$ , первое приращение координаты  $\Delta_1 x_N$  и второе приращение координаты  $\Delta_2 x_N$ . Как и в предыдущем пункте принимается, что измерения равнодискретны с интервалом  $T_0$ , а погрешности измерения не коррелированы. В этом случае закон изменения координаты представляется в виде

$$x_i = x(t_i) = x_N - (N-i)\Delta_1 x_N - (N-i)^2 \Delta_2 x_N, \quad i=1, 2, \dots, N, \quad (4.29)$$

где  $\Delta_1 x_N = T_0 \dot{x}_N$ ,  $\Delta_2 x_N = (T_0^2/2) \ddot{x}_N$  — первое и второе приращения координаты  $x$  ( $\dot{x}_N$  — скорость изменения координаты  $x$ ,  $\ddot{x}_N$  — ускорение по координате).

Последовательность вывода конкретных выражений для оценки параметров квадратичной траектории не отличается от рассмотренного выше случая линейной траектории. Опуская промежуточные выкладки, запишем эти уравнения в окончательном виде:

$$\hat{x}_N = \frac{1}{I_N} \left[ \sum_{i=1}^N w_i x_{iN3} + \gamma_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i) x_{iN3} + \delta_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i)^2 x_{iN3} \right];$$

$$\Delta_1 \widehat{x}_N = \frac{1}{I_N} \left[ \gamma_N \sum_{i=1}^N w_i x_{iN3M} - \zeta_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i) x_{iN3M} + \eta_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i)^2 x_{iN3M} \right],$$

$$\Delta_2 \widehat{x}_N = \frac{1}{I_N} \left[ \delta_N \sum_{i=1}^N w_i x_{iN3M} - \eta_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i) x_{iN3M} + \kappa_N \sum_{i=1}^N w_i (N-i)^2 x_{iN3M} \right],$$
(4.30)

где

$$\alpha_N = h_N e_N - d_N^2; \quad \gamma_N = g_N e_N - h_N d_N; \quad \delta_N = g_N d_N - h_N^2;$$

$$\zeta_N = f_N e_N - h_N^2; \quad \eta_N = f_N d_N - g_N h_N; \quad \kappa_N = f_N h_N - g_N^2;$$

$$d_N = \sum_{i=1}^N w_i (N-i)^2; \quad e_N = \sum_{i=1}^N w_i (N-i)^4, \quad (4.31)$$

$$I_N = [e_N (f_N h_N - g_N^2) + d_N (g_N h_N - f_N d_N) + h_N (g_N d_N - h_N^2)]. \quad (4.32)$$

Корреляционная матрица ошибок оценки параметров

$$\Psi = \mathbf{K}^{-1} = \frac{1}{N} \begin{vmatrix} \gamma_N & \zeta_N & -\eta_N \\ \delta_N & -\eta_N & -\kappa_N \end{vmatrix}. \quad (4.33)$$

Для случая равноточных измерений (при  $w_i = w$ ) дополнительно к выражениям (4.25) получаем из (4.31)

$$d_N = w \sum_{i=1}^N (N-i)^2 = \frac{N^2(N-1)^2}{4} w; \quad (4.34)$$

$$e_N = w \sum_{i=1}^N (N-i)^4 = \frac{N(N-1)(2N-1)(3N^2-3N-1)}{30} w. \quad (4.35)$$

Искомые оценки параметров теперь можно представить в виде

$$\hat{x}_N = \sum_{i=1}^N \eta_{\hat{x}}(i) x_{i\text{изм}}; \quad (4.36)$$

$$\Delta_1 \hat{x}_N = \sum_{i=1}^N \eta_{\Delta_1 \hat{x}}(i) x_{i\text{изм}}, \quad \Delta_2 \hat{x}_N = \sum_{i=1}^N \eta_{\Delta_2 \hat{x}}(i) x_{i\text{изм}},$$

где  $\eta_{\hat{x}}(i)$ ,  $\eta_{\Delta_1 \hat{x}}(i)$ ,  $\eta_{\Delta_2 \hat{x}}(i)$  — дискретные весовые коэффициенты результатов измерений при вычислении оценок координаты, первого и второго приращения координаты соответственно [21]:

$$\eta_{\hat{x}}(i) = \frac{3}{N(N+1)(N+2)} [(N+1)(N+2) - 2(4N+3) + 10i^2],$$

$$\eta_{\Delta_1 \hat{x}}(i) = \frac{6}{N(N^2-1)(N^2-4)} [(N+1)(N+2)(6N-7) - 2i(16N^2-19) + 30i^2(N-1)],$$

$$\eta_{\Delta_2 \hat{x}}(i) = \frac{30}{N(N^2-1)(N^2-4)} [(N+1)(N+2) - 6i(N+1) + 6i^2]. \quad (4.37)$$

Формулы (4.36) и (4.37) показывают, что в случае равнодисcretных и равноточных измерений оптимальная оценка параметров траектории заданной полиномом второй степени вычисляется путем взвешенного суммирования измеренных значений координаты. Весовые коэффициенты являются функциями объема выборки  $N$  и порядкового номера выборок  $i$  в обрабатываемой серии. При минимальном объеме выборки ( $N=3$ ) параметры траектории вычисляются по формулам

$$\hat{x}_2 = x_{2\text{изм}};$$

$$\Delta_1 \hat{x}_2 = \hat{x}_2 T_0 = x_{2\text{изм}}/2 - 2x_{2\text{изм}} + 3x_{1\text{изм}}/2,$$

$$\Delta_2 \hat{x}_2 = \hat{x}_2(T_0^2/2) = (x_{2\text{изм}} - 2x_{2\text{изм}} + x_{1\text{изм}})/2. \quad (4.38)$$

Корреляционная матрица ошибок оценки параметров в рассматриваемом случае получается из матрицы (4.33) при подстановке в формулы для  $I_N$ ,  $a_N$ ,  $\gamma_N$ ,  $\delta_N$ ,  $\zeta_N$ ,  $\eta_N$  и  $\chi_N$  соответствующих значений  $f_N$ ,  $g_N$ ,  $h_N$ ,  $d_N$ ,  $e_N$ , определяемых формулами (4.25), (4.34), (4.35). В результате элементы корреляционной матрицы  $\Psi_N$  получаем в виде:

$$\psi_{11} = \frac{3(3N^2 - 3N + 2)}{N^2(N+1)(N+2)} \sigma_{x_{\text{изм}}}^2,$$

$$\psi_{12} = \psi_{21} = -\frac{18(2N-1)}{N^2(N+1)(N+2)} \sigma_{x_{\text{изм}}}^2,$$

$$\psi_{22} = \psi_{21} = \frac{30}{N^2(N+1)(N+2)} \sigma_{x_{\text{изм}}}^2,$$

$$\begin{aligned} \psi_{22} &= \frac{12(2N-1)(8N-11)}{N(N^2-4)(N^2-1)} \sigma_{x_{изм}}^2, \\ \psi_{23} &= \psi_{32} = \frac{-180}{N((N^2-4)(N+1))} \sigma_{x_{изм}}^2, \\ \psi_{33} &= \frac{180}{N((N^2-1)(N^2-4))} \sigma_{x_{изм}}^2. \end{aligned} \quad (4.39)$$

Например, при  $tf \ll 3$  получим

$$\Psi_3 = \begin{pmatrix} 1 & -3/2 & 1/2 \\ -3/2 & 13/2 & -3 \\ 1/2 & -3 & 3/2 \end{pmatrix} \sigma_{x_{изм}}^2. \quad (4.40)$$

Зависимости нормированных элементов корреляционной матрицы ошибок оценки параметров от числа измерений  $N$  приведены на рис. 4.4. Сравнение диагональных элементов этой матрицы, характеризующих точность оценки координаты и ее первого приращения, с аналогичными элементами корреляционной матрицы ошибок оценки параметров линейной траектории (рис. 4.3) показывает, что при небольших значениях  $N$  точность оценки параметров линейной траектории **значительно** выше квадратичной. Следовательно, на небольших интервалах наблюдения траекторию более целесообразно представлять полиномом первой степени. При этом обеспечивается **достаточно** высокое качество фильтрации случайных ошибок оценки. Возникающие из-за несоответствия гипотезы движения динамические ошибки вследствие малости аппроксимирующего участка траектории не имеют существенного значения.

Алгоритм экстраполяции параметров траектории. Задача экстраполяции заключается в определении оценок параметров траектории в точке, лежащей вне интервала наблюдения по их значениям, вычисленным на момент последнего наблюдения или по совокупности наблюдаемых значений координаты.

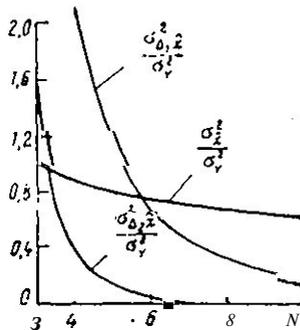


Рис. 4.4

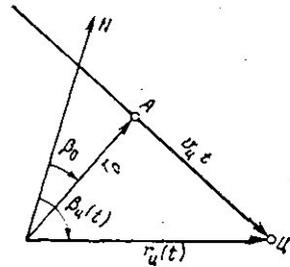


Рис. 4.5

При полиномиальном представлении независимой координаты экстраполированные на время  $\tau_s$  параметры определяются по формулам

$$\begin{aligned} \widehat{x}_s &= \widehat{x}_N + \widehat{x}_N \tau_s + \widehat{x}_N \frac{\tau_s^2}{2} + \dots + \widehat{x}_N^{(s)} \frac{\tau_s^{(s)}}{s!}, \\ \widehat{x}_s &= \widehat{x}_N + \widehat{x}_N \tau_s + \dots + \widehat{x}_N^{(s)} \frac{\tau_s^{(s-1)}}{(s-1)!}, \end{aligned} \quad (4.41)$$

.....

$$\widehat{x}_s^{(s)} = \widehat{x}_N^{(s)},$$

где  $\tau_s = t_s - t_N$  — интервал времени экстраполяции. Выражения (4.41) позволяют находить экстраполированные значения параметров для каждого конкретного случая представления траектории. Например, для линейной траектории при равнодисcretном измерении координаты

$$\widehat{x}_{N+p} = \widehat{x}_N + \widehat{x}_N p T_0 = \widehat{x}_N + \Delta_1 \widehat{x}_N p, \quad \Delta_1 \widehat{x}_{N+p} = \Delta_1 \widehat{x}_N, \quad (4.42)$$

где  $p = \tau_s / T_0$ . Подставив в (4.42) соответствующие выражения для сглаженных параметров, получим

$$\begin{aligned} \Gamma & \quad N & \quad N \\ \downarrow & \quad i=1 & \quad \left. \right\} w_i (N-i) x_{i \text{ изм.}} \\ \downarrow & \quad K_N = \downarrow_N h_N - g_N^2; & \\ & \quad \Delta_1 \widehat{x}_{N+p} = \Delta_1 \widehat{x}_N. & \end{aligned} \quad (4.43)$$

Если, кроме того, измерения равноточные, то

$$\widehat{x}_{N+p} = \widehat{x}_N + p \eta_{\Delta_1 \widehat{x}}(i) x_{i \text{ изм.}}$$

При  $\tau_s = T_0$  ( $p = 1$ )

$$\widehat{x}_{N+1} = \sum_{i=1}^N \eta_{\widehat{x}_{N+1}}(i) x_{i \text{ изм.}} \quad (4.44)$$

где  $\eta_{\widehat{x}_{N+1}}(i) = 2(3i - N - 2) / N(N - 1)$  — весовая функция

измеренных значений координаты при экстраполяции параметров на один период измерения.

Корреляционная матрица ошибок экстраполяции параметров линейной траектории при равнодисcretных измерениях имеет вид [21]

$$\Psi_{N+p} = \frac{1}{K_N} \begin{vmatrix} h_N + 2pg_N + p^2i_N & g_N + pf_N \\ g_N + pf_N & i_N \end{vmatrix}. \quad (4.45)$$

Если, кроме того, измерения, равноточные, то для элементов корреляционной матрицы (4.45) получим:

$$\psi_{11} = \frac{2[(N-1)(2N-1) + 6p(N-1) + 6p^2]}{N(N^2-1)} \sigma_{изм}^2,$$

$$\psi_{12} = \psi_{21} = \frac{1+p}{N(N^2-1)} \sigma_{изм}^2,$$

$$\psi_{22} = \frac{12}{N(N^2-1)} \sigma_{изм}^2.$$

Если независимая координата представляется полиномом второй степени, формулы экстраполяции параметров и выражение для корреляционной матрицы ошибок экстраполяции получают аналогично.

Динамические ошибки оценки параметров траектории в полярной системе координат. Иногда полиномиальная детерминированная модель применяется для представления траектории изменения полярных координат цели  $r_u$  и  $\beta_u$ . Полиномиальное представление полярных координат не отражает истинного закона движения цели, а лишь позволяет с определенной степенью точности аппроксимировать этот закон на ограниченном участке наблюдения. Для равномерного и прямолинейного движения цели с произвольным курсом на постоянной высоте относительно неподвижной РЛС закон изменения полярных координат (рис. 4.5) определяется выражениями:

$$r_u(t) = \sqrt{r_0^2 + [v_u(t-t_0)]^2}; \quad \beta_u(t) = \beta_0 + \arctg [v_u(t-t_0)/r_0], \quad (4.46)$$

где  $r_0$ ,  $\beta_0$  — дальность и азимут ближайшей к началу координат точки на траектории (точка А на рис. 4.5);  $t_0$  — время пролета точки А;  $v_u$  — скорость цели. Аналогичные по структуре, но более сложные выражения для  $r_u(t)$  и  $\beta_u(t)$  могут быть получены для случая движения цели по дуге окружности (на участке маневра), а также при взаимном перемещении цели и РЛС.

Из выражений (4.46) следует, что даже в самом простом случае линейного движения цели и неподвижной РЛС закон изменения полярных координат имеет явно нелинейный характер. Эта нелинейность усиливается по мере перехода к более сложным моделям движения цели, особенно при движении РЛС. Несоответствие полиномиальной модели нелинейному характеру изменения вектора оцениваемых параметров приводит к динамическим ошибкам сглаживания, которые могут быть представлены в виде разности между истинным значением вектора оцениваемых параметров и математическим ожиданием оценки

$$\Delta \hat{\theta}_e = [\hat{\theta} - M(\hat{\theta})].$$

Для описания динамических ошибок оценки параметров алгоритмами, синтезированными по критерию максимального правдоподобия и использующими полиномиальную модель траектории, применяется хорошо разработанная теория ошибок аппроксимации произвольной непрерывно дифференцируемой функции  $f(t)$  на интервале  $t_0-t_N$  полиномом первой или второй степени

$$\Phi_1(t) = a_0 + a_1(t-t_0), \quad \Phi_2(t) = a_0 + a_1(t-t_0) + 0,5a_2(t-t_0)^2 \quad (4.47)$$

по методу наименьших квадратов. Так, для линейной траектории значение коэффициентов  $a_0$  и  $a_1$  определяется из системы уравнений

$$\int_{t_0}^{t_N} [f(t) - a_0 - a_1(t-t_0)] dt = 0, \quad (4.48)$$

$$\int_{t_0}^{t_N} [f(t) - a_0 - a_1(t-t_0)] t dt = 0.$$

Решение системы (4.48) ищется при представлении  $f(t)$  рядом Тейлора в точке  $(t_N+t_0)/2$ , т. е. в середине интервала аппроксимации:

$$f(t) = f\left[\frac{t_0+t_N}{2}\right] + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{b_k}{k!} \left[t - \frac{t_0+t_N}{2}\right]^k,$$

$$b_k = \left. \frac{d^k [f(t)]}{d t^k} \right|_{t=(t_0+t_N)/2} \quad (4.49)$$

Ошибка аппроксимации в точке  $t=t_N$  будет  $\Delta f(t_N) = f(t_N) - \Phi_1(t_N)$ .

Выполненные по этой методике исследования и расчеты дают следующие результаты. При линейной аппроксимации полярных координат максимальные динамические ошибки

$$\Delta r_{\text{д max}} \approx \frac{(N-1)^2 T_0^2 v_{\text{ц}}^2}{12 r_{\text{min}}}, \quad \Delta \beta_{\text{д max}} \approx \frac{\sqrt{3}(N-1)^2 T_0^2 v_{\text{ц}}^2}{32 r_{\text{min}}^2};$$

$$\Delta r_{\text{д max}} \approx \frac{(N-1) T_0 v_{\text{ц}}^2}{2 r_{\text{min}}}, \quad \Delta \beta_{\text{д max}} \approx \frac{3\sqrt{3}(N-1) T_0 v_{\text{ц}}^2}{16 r_{\text{min}}^2},$$

где  $N$  — число отсчетов координат на интервале наблюдения  $t_N-t_0$ . Для квадратичной аппроксимации полярных координат выражения для максимальных динамических ошибок более сложные и здесь не приводятся.

Сравнение динамических ошибок представления полярных координат полиномами первой и второй степени при одинаковых значениях параметров траектории ( $v_{\text{ц}}$ ,  $r_{\text{min}}$ ,  $T_0$ ) и объема выборки  $(N-1)T_0$  показывает, что динамические ошибки при линейной аппроксимации примерно на порядок больше, чем при квадратичной. Причем при аппроксимации  $\beta_{\text{ц}}$ ,  $r_{\text{д}}$  полиномами второй степени динамические ошибки незначительны (по сравнению со случайными), и ими можно пренебречь. Однако, как показали результаты моделирования, при маневре цели и движении пункта наблюдения динамические ошибки существенно возрастают, так как нелинейность изменения полярных координат при этом резко усиливается.

#### 4.5. Рекуррентные алгоритмы фильтрации параметров невозмущенной полиномиальной траектории

Формульная схема оптимального алгоритма фильтрации. Рассмотренные в предыдущем параграфе методы оценки параметров траектории на основе фиксированной выборки измеряемой координаты используются, как правило, на начальном участке (в процессе завязки) траектории обнаруженной цели. Применение этих методов в процессе сопровождения траектории нецелесообразно из-за сложности реализации на ЦВМ и ограниченной точности, определяемой малым (не более пяти) числом используемых измерений. В связи с этим возникает необходимость применения для фильтрации параметров рекуррентных алгоритмов, обеспечивающих последовательное (после каждого нового измерения координат) уточнение параметров траектории. На выходе рекуррентного фильтра получаются оценки параметров траектории, отнесенные к моменту получения последнего наблюдения. Поэтому процесс рекуррентного оценивания называется в дальнейшем последовательной фильтрацией, а соответствующие алгоритмы — алгоритмами последовательной фильтрации параметров траектории.

В общем случае задача синтеза алгоритма последовательной фильтрации совокупности (вектора) параметров ставится следующим образом. Пусть модель невозмущенной траектории объекта задана разностным уравнением

$$\vartheta_n = \Phi_n \vartheta_{n-1},$$

а наблюдаемая случайная последовательность представлена уравнением

где  $\vartheta_n$  —  $(s+1)$ -мерный вектор фильтруемых параметров траектории;  $Y_n$  —  $l$ -мерный вектор наблюдаемых координат;  $\Delta Y_n$  —  $l$ -мерный вектор погрешностей измерения; последовательность этих векторов является некоррелированной случайной последовательностью с математическим ожиданием, равным нулю, и известной корреляционной матрицей  $R_n$ ;  $\Phi_n$ ,  $H_n$  — известные матрицы (см. § 4.2). Пусть далее  $\hat{\vartheta}_{n-1}$  — вектор оценок значений параметров траектории цели, вычисленный по результатам  $n-1$  измерений координат, а  $\Psi_{n-1}$  — соответствующая корреляционная матрица ошибок оценивания.

Требуется получить выражения для  $\hat{\theta}_n$ , используя для этого вектор  $\hat{\theta}_{n-1}$  предыдущих оценок и результаты нового измерения  $Y_n$ , а также выражение для корреляционной матрицы ошибок  $\Psi_n$  по известным матрицам  $\Psi_{n-1}$  и  $R_n$ .

В соответствии с общей теорией оценивания оптимальное решение задачи последовательной фильтрации сводится прежде всего к определению апостериорной плотности вероятности фильтруемых параметров, так как она содержит всю информацию, полученную из априорных источников и результатов наблюдений. Дифференцируя апостериорную плотность вероятности, можно получить оптимальную оценку интересующих нас параметров по критерию максимума апостериорной вероятности. Именно в этом смысле и понимается оптимальная последовательная фильтрация в дальнейшем.

Итак, пусть имеется оценка  $\hat{\theta}_{n-1}$  вектора параметров  $\theta_n$ , полученная по результатам предыдущих  $(n-1)$  измерений координаты. Распределение вектора  $\hat{\theta}_{n-1}$  предполагается нормальным с математическим ожиданием  $\theta_{n-1}$  и корреляционной матрицей  $\Psi_{n-1}$ . Вектор  $\hat{\theta}_{n-1}$  экстраполируется на момент следующего ( $n$ -го) измерения в соответствии с уравнением

$$\hat{\theta}_{n|n-1} = \theta_{n|n} = \Phi_n \hat{\theta}_{n-1}. \quad (4.50)$$

Конкретный вид матрицы экстраполяции  $\Phi_n$  определяется моделью траектории цели. Например, для одной координаты  $x_n$ , представляемой полиномом второй степени  $\theta_{n-1} = \|x_{n-1}, \dot{x}_{n-1}, \ddot{x}_{n-1}\|^T$ ,

$$\Phi_n = \begin{bmatrix} 1 & \tau_3 & \tau_3^2/2 \\ 0 & 1 & \tau_3 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

а выражение (4.50) представляется в виде

$$\hat{\theta}_{n|n} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{3,n} \\ \hat{\dot{x}}_{3,n} \\ \hat{\ddot{x}}_{3,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \tau_3 & \tau_3^2/2 \\ 0 & 1 & \tau_3 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{X}_{n-1} \\ \hat{\dot{X}}_{n-1} \\ \hat{\ddot{X}}_{n-1} \end{bmatrix},$$

где  $\tau_3 = t_n - t_{n-1}$ .

Корреляционная матрица  $\Psi_{n-1}$  также экстраполируется к моменту времени  $t_n$  по формуле [21]

$$\Psi_{n|n-1} = \Psi_{\hat{\theta}_n} = \Phi_n \Psi_{n-1} \Phi_n^T. \quad (4.51)$$

С учетом линейности оператора экстраполяции  $\Phi_n$  распределение вектора экстраполированных параметров будет также нормальным:

$$\omega(\hat{\theta}_{\hat{\theta}_n}) = C_1 \exp \left\{ -0,5 (\hat{\theta}_{\hat{\theta}_n} - \hat{\theta}_n)^T \Psi_{\hat{\theta}_n}^{-1} (\hat{\theta}_{\hat{\theta}_n} - \hat{\theta}_n) \right\}, \quad (4.52)$$

где  $\hat{\theta}_n$  — вектор истинных значений параметров в момент  $t_n$ ;  $C_1$  — нормирующий множитель.

Плотность вероятности (4.52) является априорной плотностью вероятности для вектора оцениваемых параметров перед очередным ( $n$ -м) измерением. В момент времени  $t_n$  производится очередное измерение координат цели. В общем случае трехкоординатной РЛС  $Y_n = \|r_n \beta_n \varepsilon_n\|^T$ . Предполагается, что погрешности измерения координат нормально распределены и не коррелированы в соседних обзорах. Следовательно,

$$\omega(Y_n | \hat{\theta}_n) = C_2 \exp \left\{ -0,5 (Y_n - H_n \hat{\theta}_n)^T R_n^{-1} (Y_n - H_n \hat{\theta}_n) \right\} \quad (4.53)$$

где  $R_n^{-1}$  — обратная корреляционная матрица погрешностей измерения.

При принятых допущениях об отсутствии межобзорной корреляций погрешностей измерения апостериорная плотность вероятности для параметра  $\hat{\theta}_n$  после  $n$  измерений определяется по формуле Байеса

$$\omega(\hat{\theta}_n | Y_n) = C_3 \omega(\hat{\theta}_{\hat{\theta}_n}) \omega(Y_n | \hat{\theta}_n), \quad (4.54)$$

причем вследствие того, что распределения составляющих нормальные, апостериорное распределение (4.54) также будет нормальным:

$$\omega(\hat{\theta}_n | Y_n) = C_4 \exp \left\{ -0,5 (\hat{\theta}_n - \hat{\theta}_n)^T \Psi_n^{-1} (\hat{\theta}_n - \hat{\theta}_n) \right\}. \quad (4.55)$$

где  $\hat{\theta}_n$  — вектор оцениваемых параметров по результатам  $n$  измерений;  $\Psi_n$  — корреляционная матрица ошибок оценки параметров.

Для нормального распределения  $\max \omega(\hat{\theta}_n | Y_n)$  соответствует математическому ожиданию вектора оцениваемых параметров. Следовательно, задача оценки параметров по максимуму апостериорной вероятности сводится в нашем случае к нахождению параметров  $\hat{\theta}_n$  и  $\Psi_n$  в выражении (4.55).

Используя выражения (4.52) — (4.54) для плотностей вероятности, входящих в формулу (4.55), после логарифмирования получаем

$$(\hat{\theta}_n - \theta_n)^T \Psi_n^{-1} (\hat{\theta}_n - \theta_n) = (\hat{\theta}_{3n} - \theta_n)^T \Psi_{3n}^{-1} (\hat{\theta}_{3n} - \theta_n) + (Y_n - H_n \hat{\theta}_n)^T R_n^{-1} (Y_n - H_n \hat{\theta}_n) + \text{const.}$$

Из этого уравнения находим

$$\Psi_n^{-1} = \Psi_{3n}^{-1} + H_n^T R_n^{-1} \quad (4.56)$$

Учитывая выражения (4.50) и (4.51) для  $\hat{\theta}_{3n}$  и  $\Psi_{3n}$ , основные соотношения оптимального алгоритма последовательной фильтрации можно представить в виде

1.  $\hat{\theta}_{3n} = \Phi_n \hat{\theta}_{n-1}$ .
2.  $\Psi_{3n} = \Phi_n \Psi_{n-1} \Phi_n^T$ .
3.  $\Psi_n^{-1} = \Psi_{3n}^{-1} + H_n^T R_n^{-1} H_n$ .
4.  $K_n = \Psi_n H_n^T R_n^{-1}$ .
5.  $\hat{\theta}_n = \hat{\theta}_{3n} + K_n (Y_n - H_n \hat{\theta}_{3n})$ .

(4.57)

Система уравнений (4.57) представляет алгоритм оптимального рекуррентного линейного фильтра и обычно называется уравнениями фильтра Калмана [2, 35]. Эти уравнения могут быть преобразованы к более удобному для реализации виду:

1.  $\hat{\theta}_{3n} = \Phi_n \hat{\theta}_{n-1}$ .
2.  $\Psi_{3n} = \Phi_n \Psi_{n-1} \Phi_n^T$ .
3.  $K_n = \Psi_{3n} H_n^T (H_n \Psi_{3n} H_n^T + R_n)^{-1}$ .
4.  $\hat{\theta}_n = \hat{\theta}_{3n} + K_n (Y_n - H_n \hat{\theta}_{3n})$ .
5.  $\Psi_n = \Psi_{3n} - K_n H_n \Psi_{3n}$ .

(4.57a)

Общая структурная схема фильтра, реализующего уравнения (4.57a), представлена на рис. 4.6.

Дискретный оптимальный рекуррентный фильтр обладает следующими свойствами:

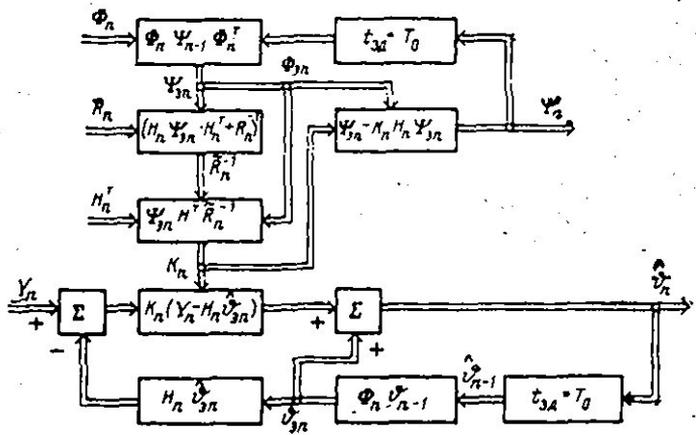


Рис. 4.6

уравнения фильтра имеют рекуррентную форму и хорошо подходят для реализации на ЦВМ;

уравнения фильтра одновременно представляют собой непосредственное описание способа реализации фильтра, причем часть фильтра подобна модели траектории объекта (ср. рис. 4.2 и 4.6);

корреляционная матрица ошибок оценки параметров  $\Psi_n$  вычисляется независимо от результатов измерения  $Y_n$ . Следовательно, если заданы статистические характеристики погрешностей измерения, то корреляционную матрицу  $\Psi_n$  можно вычислить заранее и хранить в ЗУ, что значительно сокращает время реализации фильтрации параметров.

Фильтрация параметров линейной траектории. Формулы алгоритма последовательной фильтрации параметров линейной траектории получают непосредственно из уравнений (4.57). В качестве фильтруемых параметров будем рассматривать координату и скорость ее изменения на момент последнего ( $n$ -го) измерения. Измерения предполагаются равнодисcretными с периодом  $T_0$ .

1. Пусть по данным предыдущих ( $n-1$ ) измерений координаты  $x$  получены вектор фильтруемых параметров

$$\hat{\theta}_{n-1} = \begin{Bmatrix} \hat{x}_{n-1} \\ \hat{\dot{x}}_{n-1} \end{Bmatrix}$$

и корреляционная матрица ошибок оценки этих параметров

$$\Psi_{n-1} = \frac{1}{\kappa_{n-1}} \begin{vmatrix} h_{n-1} & \frac{f_{n-1}}{T_0} \\ \frac{g_{n-1}}{T_0} & \frac{f_{n-1}}{T_0^2} \end{vmatrix} \quad (4.58)$$

2. В соответствии с принятой моделью траектории экстраполяция координаты на момент следующего измерения производится по формулам

$$\hat{\mathbf{x}}_{n,n} = \begin{vmatrix} \hat{x}_{n,n} \\ \hat{x}_{n,n} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \hat{x}_{n-1} & \hat{x}_{n-1} T_0 \\ \hat{x}_{n-1} & \end{vmatrix} \quad (4.59)$$

3. Корреляционная матрица ошибок экстраполяции вычисляется по формуле  $\Psi_{n,n} = \mathbf{Q}_n \Psi_{n-1} \mathbf{Q}_n^T$  и в окончательном виде записывается так:

$$\Psi_n = \frac{1}{\kappa_{n-1}} \begin{vmatrix} h_{n-1} + 2g_{n-1} + f_{n-1} & \frac{g_{n-1} + f_{n-1}}{T_0} \\ \frac{f_{n-1} + f_{n-1}}{T_0} & \frac{f_{n-1}}{T_0^2} \end{vmatrix} \quad (4.60)$$

4. После  $n$ -го измерения координаты с дисперсией погрешности измерения  $\hat{\sigma}_x^2$ , можно рассчитать корреляционную матрицу ошибок фильтрации параметров:

$$\Psi_n = \frac{1}{\kappa_n} \begin{vmatrix} h_n & \frac{g_n}{T_0} \\ \frac{f_n}{T_0} & \frac{f_n}{T_0^2} \end{vmatrix} \quad (4.61)$$

где

$$\begin{aligned} h_n &= h_{n-1} + 2g_{n-1} + f_{n-1}; & g_n &= g_{n-1} + f_{n-1}; \\ f_n &= f_{n-1} + w_n; & \kappa_n &= \kappa_{n-1} + w_n h_n; \end{aligned} \quad (4.62)$$

$w_n = 1/c_x^2$  — вес последнего измерения.

Формулы (4.62) позволяют непосредственно формировать элементы матрицы  $\Psi_n$  из элементов матрицы  $\Psi_{n-1}$  с учетом веса последнего измерения.

5. Матричный коэффициент усиления фильтра

$$\mathbf{K}_n = \Psi_n \mathbf{H}_n^T \mathbf{R}_n^{-1} \quad (4.63)$$

в рассматриваемом случае имеет вид

$$K_n = \left\| \begin{array}{c} A_n \\ B_n \\ T_0 \end{array} \right\|,$$

где

$$A_n = h_n w_n / \kappa_n; \quad B_n = g_n w_n / \kappa_n. \quad (4.64)$$

6. С учетом полученных соотношений окончательной формулы для вычисления оценок параметров линейной траектории имеют вид:

$$\widehat{x}_n - \widehat{x}_{3n} + A_n(x_{n\text{изм}} - \widehat{x}_{3n}), \quad (4.65)$$

$$\widehat{x}_n = \widehat{x}_{n-1} + B_n/T_0(x_{n\text{изм}} - \widehat{x}_{3n}). \quad (4.66)$$

7. При равнодискретных и равноточных измерениях координаты:

$$f_n = n w, \quad g_n = \frac{n(n-1)}{2} w, \\ h_n = \frac{n(n-1)(2n-1)}{6} w, \quad \kappa_n = \frac{n^2(n^2-1)}{12} w^2. \quad (4.67)$$

Подставляя эти значения в выражения (4.64), получаем:

$$A_n = 2(2n-1)/n(n+1), \quad B_n = 6/n(n+1).$$

Зависимости коэффициентов  $A_n$  и  $B_n$  от числа наблюдений  $n$  приведены на рис. 4.7. Как видно из рисунка с увеличением  $n$  коэффициенты усиления фильтра по координате и скорости асимптотически приближаются к нулю. Следовательно, с увеличением  $n$  результаты последних измерений при фильтрации координаты и скорости учитываются все с меньшим весом, и алгоритм перестает реагировать на изменение входного сигнала. Кроме того, возникают существенные затруднения при реализации фильтра на специализированных ЦВМ с ограниченной разрядностью представления чисел. При больших  $n$  накапливающиеся ошибки вычислений становятся соизмеримыми с ценой младшего разряда ЦВМ, что приводит к потере обусловленности и положительной определенности корреляционных ма-

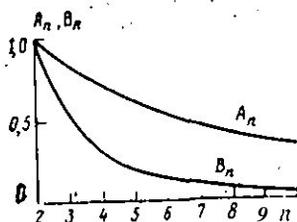


Рис. 4.7

триц ошибок экстраполяции и фильтрации параметров. Наступает явление «расходимости» фильтра, когда ошибки фильтрации резко возрастают и фильтр перестает выполнять свою роль.

Таким образом, без принятия специальных мер коррекции оптимальный линейный рекуррентный фильтр непригоден для практического использования в автоматизированных системах обработки радиолокационной информации.

**Методы обеспечения устойчивости линейных рекуррентных фильтров.** В общем виде задача обеспечения устойчивости рекуррентного фильтра относится к проблеме решения некорректных задач — задач, в которых небольшие отклонения в исходных данных вызывает сколь угодно большие (но конечные) отклонения в решении. Для некорректных задач разработан метод устойчивого (приближенного) решения, который получил название метода регуляризации [37]. В соответствии с этим методом при построении регуляризирующего алгоритма оптимальной фильтрации параметров невозмущенной динамической системы необходимо в формуле (4.63) к матрице погрешностей измерения  $R_n$  добавить матрицу  $\alpha I$  (где  $I$  — единичная матрица):  $R'_n = (R_n + \alpha I)$ , причем параметр  $\alpha$  должен удовлетворять условию  $\delta/\varepsilon(\delta) \leq \alpha \leq \alpha_0(\delta)$  где  $\delta$  — точность задания матрицы  $R_n$ ;  $\varepsilon(\delta)$ ,  $\alpha_0(\delta)$  — какие-либо убывающие функции, стремящиеся к нулю при  $\delta \rightarrow 0$ .

Таким образом, общий подход для получения устойчивых решений методом регуляризации состоит в данном случае в искусственном закруглении результатов измерений. Однако применение этого метода в чистом виде затруднительно, так как способ выбора параметра регуляризации  $\alpha$ , вообще говоря, неизвестен. На практике устранение расходимости рекуррентного фильтра можно обеспечить эффективным ограничением его памяти. Рассмотрим способы ограничения памяти фильтров.

1. Введение дополнительного члена в корреляционную матрицу ошибок экстраполяции. При этом в общем случае получаем

$$\Psi'_{zT} = \Phi_n (\Psi_{n-1} + \Psi_c) \Phi_n^T,$$

где  $\Psi_c$  — некоторая положительно определенная матрица. При отдельной фильтрации параметров полиномиальной траектории по результатам равнодискретных и равноточных измерений координаты

$$\Psi_0 = \begin{vmatrix} \dots & \dots & 0 \\ \mathbf{0} & c_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & c_s \end{vmatrix} \sigma_{x_{изм}}^2$$

где  $\sigma_{x_{изм}}^2$  — дисперсия погрешностей измерения координаты;

$c_i$  — постоянные коэффициенты ( $i=0, \dots, s$ ).

Для того чтобы рекуррентный фильтр имел конечную эффективную память, необходимо, чтобы составляющие вектора  $\mathbf{K}_n$  сходились к постоянным значениям  $0 < \kappa_0 < 1, \dots, 0 < \kappa_s < 1$  и при этом лежали в области устойчивости фильтра.

Используя уравнения фильтра, можно для каждого конкретного случая связать значения коэффициентов  $\kappa_{0n}, \kappa_{1n}, \dots, \kappa_{sn}$  со значениями  $c_0, c_1, \dots, c_s$ . Переходя в этих выражениях к пределу при  $n \rightarrow \infty$ , можно получить зависимость между установившимися значениями коэффициента усиления фильтра  $\kappa_0 = \lim \kappa_{0n}, \dots, \kappa_s = \lim \kappa_{sn}$  и значениями  $c_0, c_1, \dots, c_s$ . Так, для линейной траектории [53]

$c_0 = 1/2(n_\Phi^2 - 1), c_1 = 1/4(n_\Phi^2 - 1)(n_\Phi^2 - 4)(n_\Phi - 1)$  — установленная эффективная конечная память фильтра). При этом дисперсии случайных ошибок оценки параметров в установившемся режиме работы совпадают с аналогичными для нерекурсивных фильтров:

$$\sigma_x^2 = \frac{2(2n_\Phi - 1)}{n_\Phi(n_\Phi + 1)} \sigma_{x_{изм}}^2, \quad \sigma_x^2 = \frac{i2c_x^2}{T_0^2 n_\Phi (n_\Phi^2 - 1)}$$

Таким образом, рекуррентный фильтр с введенным в корреляционную матрицу ошибок экстраполяции параметров дополнительным членом аппроксимирует фильтр с конечной памятью при соответствующем выборе коэффициентов  $c_0, c_1, \dots, c_s$ .

2. Введение искусственного старения погрешностей измерения, что эквивалентно замене корреляционной матрицы погрешностей измерения  $\mathbf{R}_{n-t}$  в момент времени  $t_{n-t}$  матрицей  $\mathbf{R}^*_{n-t} = \exp[c(t_n - t_{n-t})] \mathbf{R}_{n-t}$  ( $c > 0$ ). При равнодискретных измерениях

$$t_n - t_{n-t} = iT_0; \quad \exp[c(t_n - t_{n-t})] = \exp[ciT_0] = s^t,$$

где  $s = \exp(cT_0) > 1$ . При этом корреляционная матрица ошибок экстраполяции вычисляется по формуле

$$\Psi'_{n,t} = \Phi_n [s \Psi_{n-1}] \Phi_n^T.$$

**И** в этом случае при равнодискретных и равноточных измерениях коэффициенты сглаживания фильтра сходятся к положительным постоянным, лежащим в области устойчивости. Однако для такого фильтра нельзя подобрать такой параметр  $s$ , чтобы дисперсии и динамические ошибки этих фильтров и фильтров с конечной памятью совпали.

**3.** Ограничение коэффициентов усиления снизу. При этом в простейшем случае равнодискретных и равноточных измерений уровень ограничения коэффициентов усиления определяется непосредственно по формулам для  $K_0, K_1, \dots, K_s$  при заданной эффективной памяти фильтра.

Расчеты и моделирование показывают, что из рассмотренных способов ограничения памяти рекуррентных фильтров при равнодискретных и равноточных измерениях наилучшим по критерию затрат на реализацию и скорости установления дисперсии ошибок является последний способ.

Незначительно уступает ему первый (введение дополнительного члена в корреляционную матрицу ошибок экстраполяции), а второй (введение мультипликативного члена в корреляционную матрицу ошибок экстраполяции) уступает первым двум по затратам на реализацию и скорости сходимости дисперсии ошибки к постоянной величине.

#### 4.6. Адаптивные алгоритмы фильтрации параметров траекторий маневрирующих целей

**Принципы построения алгоритмов фильтрации параметров маневрирующих целей.** До сих пор при рассмотрении методов и алгоритмов фильтрации параметров траекторий предполагалось, что уравнение модели траектории соответствует истинному движению цели. В реальных условиях такое соответствие, как правило, отсутствует из-за маневрирования целей. Учет возможного маневра является необходимым условием успешного решения задач фильтрации параметров реальных целей.

**Уравнение** состояния для маневрирующей цели имеет следующий вид:

$$\dot{\vartheta}_n = \Phi_n \dot{\vartheta}_{n-1} + \Gamma_n \mathbf{g}_{n,l} + G_n \eta_n, \quad (4.68)$$

где  $\Phi_n \dot{\vartheta}_{n-1}$  — уравнение невозмущенной траектории (полином первой степени);  $\mathbf{g}_{n,l}$  —  $l$ -мерный вектор возмущений параметров траектории, обусловленных преднамеренным

маневром цели;  $\eta_n$  —  $p$ -мерный вектор возмущений, обусловленных влиянием внешней среды и неточности управления (шумов управления);  $\Gamma_n$ ,  $G_n$  — известные матрицы.

В зависимости от точностных характеристик РЛС и предполагаемого характера маневрирования цели возможны, по крайней мере, три подхода к построению алгоритма фильтрации параметров реальных целей.

I. Предполагается, что цель имеет ограниченные возможности маневра (например, имеют место только случайные непреднамеренные возмущения траектории). В этом случае второе слагаемое в выражении (4.68) равно нулю, а выборочные значения вектора  $\eta_n$  представляют собой нормальную случайную последовательность с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей:

$$\Psi_{\eta} = \begin{pmatrix} \sigma_r^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\varepsilon}^2 \end{pmatrix}.$$

Неравные нулю элементы этой матрицы представляют собой совокупность априорных сведений об интенсивности маневра по каждой координате ( $r$ ,  $\beta$ ,  $\varepsilon$ ). Учет возмущений траектории в алгоритме фильтрации сводится в данном случае к «загрублению» фильтра — расширению его полосы. Для этого пересчет корреляционной матрицы ошибок оценки параметров в экстраполированную точку производится по формуле

$$\Psi_{s,n} = \Phi_n \Psi_{n-1} \Phi_n^T + G_n \Psi_{\eta} G_n^T, \quad (4.69)$$

где  $G_n$  — матрица размера  $s \times l$ :

$$G_n = \begin{pmatrix} \tau_{\beta n}^2/2 & 0 & 0 \\ \tau_{\beta n} & 0 & 0 \\ 0 & \tau_{\beta n}^2/2 & 0 \\ 0 & \tau_{\beta n} & 0 \\ 0 & 0 & \tau_{\varepsilon n}^2/2 \\ 0 & 0 & \tau_{\varepsilon n} \end{pmatrix}.$$

( $\tau_{\beta n} = t_n - t_{n-1}$  — интервал времени экстраполяции параметров). Другие формулы алгоритма рекуррентной фильтрации остаются при этом такими же, как и для случая Неманеврирующей цели.

Необходимо отметить, что рассмотренные в § 4.5 методы ограничения памяти фильтра по своему смыслу и последствиям эквивалентны рассматриваемому методу учета маневра цели, так как ограничение памяти, увеличивая устойчивость, одновременно снижает **чувствительность** фильтра к небольшим маневрам.

2. Предполагается, что за время наблюдения цель совершает только один преднамеренный маневр **большой интенсивности**. В этом случае траектория цели может быть разбита на три участка: до начала **маневра**, во время выполнения **маневра** и после окончания маневра. В соответствии с таким разбиением траектории вектор интенсивности преднамеренного маневра представляется в виде

$$g_k(t_i) = \begin{cases} 0 & \text{при } t_i < t_{nm}, \\ g_{km} & \text{при } t_{nm} \leq t_i \leq t_{km}, \\ 0 & \text{при } t_i > t_{km}. \end{cases}$$

где  $t_{nm}$ ,  $t_{km}$  — моменты времени начала и окончания **маневра**. Как вектор интенсивности маневра, так и моменты времени начала и окончания маневра подлежат в этом случае статистической оценке по совокупности входных сигналов (измеряемых координат). Следовательно, в данном случае задача фильтрации сводится к построению переключающегося алгоритма **фильтрации** (переключающегося фильтра) с управлением переключением на основе анализа входных сигналов. Такой алгоритм относится к классу простейших адаптивных алгоритмов с самообучением.

3. Предполагается, что цели, подлежащие сопровождению, имеют хорошие маневренные свойства и за время наблюдения выполняют ряд маневров, связанных с **решением** задач сближения с другой целью или выхода в заданную точку пространства. В этом случае для построения формульной схемы алгоритма фильтрации параметров траекторий **необходимо** для каждой цели и на каждом интервале обновления **информации** иметь данные о математическом ожидании интенсивности маневра  $M(g_{km})$  и дисперсии интенсивности маневра  $\sigma_g^2$ . Эти данные (оценки) могут быть получены только на основе анализа входной информации, а процесс фильтрации реализуется с помощью адаптивного рекуррентного фильтра.

Далее рассматриваются принципы построения рекуррентного адаптивного фильтра, в основу которого положен

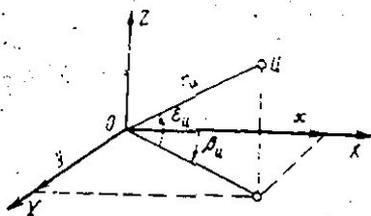


Рис. 4.8

байесовский подход к вычислению вероятности маневра цели [47].

**Применение смешанных систем координат при адаптивной фильтрации.** В адаптивных алгоритмах фильтрации в той или иной мере решаются задачи обнаружения маневра цели или определения вероятности его наличия. Обнару-

жить маневр цели можно по отклонению ее траекторий от прямолинейной по каждой из фильтруемых координат. Однако в сферической системе координат, измеряемых РЛС, траектория любой цели, в том числе и движущейся равномерно и прямолинейно, описывается нелинейными функциями. Поэтому обнаружение и определение характеристик маневра цели при фильтрации параметров в этой системе координат практически невозможно.

Для решения задачи обнаружения маневра цели, а также по другим соображениям целесообразно фильтрацию ее параметров осуществлять в прямоугольной системе координат с началом в точке стояния РЛС. Такая система координат называется местной прямоугольной. Формулы пересчета координат из сферической системы в местную прямоугольную (см. рис. 4.8):

$$x = r \cos \varepsilon \cos \beta, \quad y = r \cos \varepsilon \sin \beta, \quad z = r \sin \varepsilon. \quad (4.70)$$

Переход в местную прямоугольную систему координат приводит к возникновению неравноточности и корреляционных связей между координатами на входе фильтра, что в свою очередь, приводит к усложнению его структуры и дополнительному расходу вычислительных ресурсов при реализации. Необходимо также иметь в виду, что другие операции вторичной обработки радиолокационной информации (стробирование отметок, идентификация отметок и др.) наиболее просто осуществляется в сферической системе координат, поэтому фильтруемые параметры траектории цели на каждом шаге обновления информации приходится снова пересчитывать из местной прямоугольной системы координат в сферическую.

Таким образом, для решения задачи адаптивной фильтрации параметров маневрирующих целей целесообразно применять рекуррентные фильтры, в которых фильтруемые параметры представляются в прямоугольной системе коор-

**динат**, а сравнение измеренных и экстраполированных координат производится в сферической системе. В этом случае обнаружение маневра или определение вероятностных характеристик маневра может быть организовано на **ос-ве** анализа отклонения оценок параметров траектории от значений, соответствующих гипотез прямолинейного и равномерного движения.

Рассмотрим основные соотношения рекуррентного **фильтра**, в котором фильтруемые параметры представляются в местной прямоугольной системе координат, а сравнение экстраполированных и измеренных координат — в сферической. Естественно за основу берется линейный **фильтр, уравнения** которого представлены системой (4.57а). Для простоты ограничимся случаем **двухкоординатной РЛС**, измеряющей дальность до **цели**  $r_{ц}$  и азимут  $\beta_{ц}$ . В этом случае транспонированный вектор оценок параметров на предыдущем  $(n-1)$  шаге

$$\hat{\theta}_{n-1} = \|\hat{x}_{n-1} \quad \hat{x}_{r-1} \quad \hat{y}_{n-1} \quad \hat{y}_{n-1}\|,$$

а корреляционная матрица ошибок оценки этих параметров содержит 4x4 неравных нулю элементов

$$\Sigma_{n-1} = \begin{vmatrix} \Psi_{11(n-1)} & \Psi_{12(n-1)} & \Psi_{13(n-1)} & \Psi_{14(n-1)} \\ \Psi_{21(n-1)} & \Psi_{22(n-1)} & \Psi_{23(n-1)} & \Psi_{24(n-1)} \\ \Psi_{31(n-1)} & \Psi_{32(n-1)} & \Psi_{33(n-1)} & \Psi_{34(n-1)} \\ \Psi_{41(n-1)} & \Psi_{42(n-1)} & \Psi_{43(n-1)} & \Psi_{44(n-1)} \end{vmatrix}.$$

Экстраполяция параметров производится в соответствии с гипотезой о прямолинейном движении цели, а корреляционная матрица ошибок экстраполируется по правилу

$$\Psi_{\text{эп}} = \Phi_n \Psi_{n-1} \Phi_n^T,$$

где

$$\Phi_n = \Phi = \begin{vmatrix} 1 & T_0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T_0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Экстраполированные значения **полярных** координат по экстраполированным значениям прямоугольных координат рассчитываются по формулам:

$$\hat{r}_{\text{эп}} = \sqrt{\hat{x}_{\text{эп}}^2 + \hat{y}_{\text{эп}}^2}, \quad (4.71)$$

$$\beta_{n} = \begin{cases} A = \arctg \left| \frac{\hat{y}_{n}}{\hat{x}_{n}} \right| & \hat{x}_{n} > 0, \hat{y}_{n} > 0, \\ \pi - A, & \hat{y}_{n} > 0, \hat{x}_{n} < 0, \\ \pi + A, & \hat{y}_{n} < 0, \hat{x}_{n} < 0, \\ 2\pi - A, & \hat{y}_{n} < 0, \hat{x}_{n} > 0. \end{cases} \quad (4.72)$$

Вектор измеренных значений координат и корреляционная матрица ошибок имеют вид:

$$\mathbf{Y}_n = \begin{Bmatrix} r_n \\ \beta_n \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{R}_n = \begin{Bmatrix} \sigma_{r_n}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta_n}^2 \end{Bmatrix}.$$

Для установления связи между измеренными координатами и оцениваемыми параметрами используется линеаризованный оператор:

$$\mathcal{H} = \begin{Bmatrix} \frac{\partial C}{\partial x} & 0 & \frac{\partial r_n}{\partial y} & 0 \\ \frac{\partial \beta}{\partial x} & 0 & \frac{\partial \beta}{\partial y} & 0 \end{Bmatrix}_{x=\hat{x}_n, y=\hat{y}_n} \quad (4.73)$$

Этот оператор в дальнейшем представляется в виде

$$\mathcal{H} = \begin{Bmatrix} \mathcal{H}_r^T \\ \mathcal{H}_\beta^T \end{Bmatrix},$$

где  $\mathcal{H}_U = \begin{Bmatrix} \frac{\partial U}{\partial x} & 0 & \frac{\partial U}{\partial y} & 0 \end{Bmatrix}$ ,  $U = \{r, \beta\}$ .

В дальнейшем обычным образом (см. уравнение 5 системы (4.57)) вычисляется корреляционная матрица  $\Psi_n$  ошибок оценки параметров траектории по данным  $n$  измерений.

Матричный коэффициент усиления фильтра

$$\mathbf{K}_n = \Psi_n \mathcal{H}^T \mathbf{R}_n^{-1} = \Psi_n \begin{Bmatrix} \mathcal{H}_r^T \\ \mathcal{H}_\beta^T \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} w_{r_n} & 0 \\ 0 & w_{\beta_n} \end{Bmatrix} \quad (4.74)$$

поэтому вектор оценок параметров вычисляется по формуле

$$\hat{\vartheta}_n = \hat{\vartheta}_{3n} + \Psi_n \begin{pmatrix} \mathcal{H}_r \\ \mathcal{H}_\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_{r_n} & 0 \\ 0 & w_{\beta_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_n - \hat{r}_{3n} \\ \beta_n - \hat{\beta}_{3n} \end{pmatrix}. \quad (4.75)$$

Из этой формулы легко получить окончательные выражения для составляющих вектора  $\hat{\vartheta}_n$ . Так, для  $\hat{x}_n$  получаем

$$\hat{x}_n = \hat{x}_{3n} + \alpha_r w_{r_n} (r_n - \hat{r}_{3n}) + \alpha_\beta w_{\beta_n} (\beta_n - \hat{\beta}_{3n}),$$

где

$$\alpha_r = \Psi_{11(n)} \frac{\partial r}{\partial x} + \Psi_{12(n)} \frac{\partial r}{\partial y}; \quad \alpha_\beta = \Psi_{11(n)} \frac{\partial \beta}{\partial x} + \Psi_{12(n)} \frac{\partial \beta}{\partial y}.$$

Другие составляющие вычисляются по аналогичным формулам.

Из приведенных рассуждений и полученных соотношений следует, что в рассматриваемом фильтре имеет место статистическая связь оценок параметров по всем координатам. Это затрудняет процедуру получения оценок и приводит к повышению требований к вычислительным средствам.

Уменьшив объем вычислений можно, отказавшись от оптимального метода фильтрации параметров, т. е. упростив фильтр. В частности, самым грубым упрощением является отказ от совместной фильтрации параметров и переход к отдельной фильтрации прямоугольных координат с последующим пересчетом полученных оценок в полярную систему координат. Процедура упрощенной фильтрации состоит в следующем.

1. Каждая пара измеренных координат  $r_n, \beta_n$  пересчитывается вне фильтра в прямоугольную систему по формулам

$$x_n = r_n \cos \beta_n; \quad y_n = r_n \sin \beta_n.$$

Полученные значения  $x_n, y_n$  считаются независимыми измеренными координатами с дисперсиями погрешностей измерения

$$\sigma_{x_n}^2 = \cos^2 \beta_n \sigma_{r_n}^2 + r_n^2 \sin^2 \beta_n \sigma_{\beta_n}^2;$$

$$\sigma_{y_n}^2 = \sin^2 \beta_n \sigma_{r_n}^2 + r_n^2 \cos^2 \beta_n \sigma_{\beta_n}^2.$$

2. Каждая прямоугольная координата фильтруется независимо в соответствии с принятой гипотезой изменения

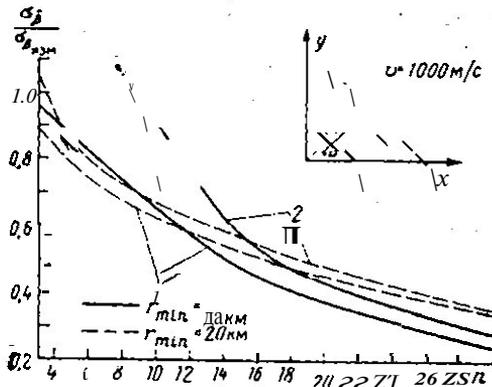


Рис. 4.9

прямоугольных координат. Одновременно решаются задачи обнаружения или определения статистических характеристик маневра цели по каждой координате.

3. Экстраполированные значения прямоугольных координат пересчитываются в полярную систему по формулам (4.71), (4.72).

Сравнение точностных характеристик оптимального и упрощенного методов фильтрации с двойным преобразованием координат производится методом моделирования<sup>1</sup>. Для примера на рис. 4.9 приведены зависимости среднеквадратических значений ошибок оценки координаты азимута от числа измерений (для траектории, указанной в верхнем правом углу рисунка) для оптимального (кривые 1) и упрощенного (кривые 2) алгоритмов при  $r_{\min}$ , равных 10 и 20 км. Анализ рисунка и других результатов моделирования показывает, что в упрощенном фильтре ухудшение точности составляет от 5 до 15% в зависимости от дальности, курса, скорости и числа наблюдений. При  $r_{\min} < 10$  км это ухудшение может достигать 30%. Объем вычислений при применении упрощенного фильтра уменьшается почти на порядок.

Вариант адаптивного алгоритма фильтрации параметров траектории маневрирующей цели на основе байесовского подхода. При адаптивной фильтрации в качестве модели траектории цели рассматривается линейная динамическая система, описываемая уравнением состояния (4.68). Возмущение траектории, обусловленное преднамеренным маневром цели, представляется как случайный процесс, среднее значение которого  $M\{g_{k+1}\}$  изменяется скачкообразно, принимая ряд фиксирован-

<sup>1</sup> Моделирование проводилось В. М. Яцуновой.

ных значений (состояний) в диапазоне от  $-g_{\max}$  до  $+g_{\max}$ . Переходы скачкообразного процесса из состояния  $i$  в состояние  $j$  происходят с вероятностью  $\pi_{ij} \geq 0$ , определяемой априорными данными о маневре цели. Время пребывания процесса в состоянии  $i$  до перехода в состояние  $j$  есть случайная величина с произвольной плотностью распределения  $w(t_i)$ . Математической моделью такого процесса является полумарковский случайный процесс. Возмущения траектории, обусловленные непреднамеренным маневром цели, а также ошибками оценки интенсивности преднамеренного маневра в адаптивном алгоритме фильтрации, характеризуются случайной составляющей  $\eta_n$ . Матрицы  $\Phi_n$ ,  $\Gamma_n$  и  $G_n$  считаются известными.

Байесовский подход к построению алгоритма адаптивной фильтрации будем рассматривать первоначально для случая непрерывного возмущающего воздействия  $g_m$ . Как известно, оптимальная оценка векторного параметра  $\theta_n$  при квадратичной функции потерь находится из соотношения

$$\hat{\theta}_n = \int \theta_n w(\theta_n | \{Y\}_n) d\theta_n. \quad (4.7\&$$

где  $(\theta)$  — пространство возможных значений оцениваемого параметра;  $w(\theta_n | \{Y\}_n)$  — апостериорная плотность вероятности вектора  $\theta_n$  по данным  $n$ -мерной последовательности измерений  $\{Y\}_n$ . При наличии возмущающего параметра  $g_m$  апостериорная вероятность вектора  $\theta_n$  записывается в виде

$$w(\theta_n | \{Y\}_n) = \int_{(g_m)} w(\theta_n | g_{yn}, \{Y\}_n) w(g_{yn} | \{Y\}_n) d g_{yn},$$

где  $(g_m)$  — диапазон возможных значений возмущающего параметра. Следовательно,

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_n &= \int_{(\theta)} \theta_n \int_{(g_m)} w(\theta_n | g_{yn}, \{Y\}_n) w(g_{yn} | \{Y\}_n) d g_{yn} d\theta_n = \\ &= \int_{(g_m)} \hat{\theta}_n(g_{yn}) w(g_{yn} | \{Y\}_n) d g_{yn}. \end{aligned} \quad (4.77)$$

Таким образом, задача оценки вектора  $\hat{\theta}_n$  сводится к взвешенному усреднению оценок  $\hat{\theta}_n(g_{yn})$ , которые представляют собой решение задачи фильтрации при фиксированных значениях  $g_{yn}$ . Оценки  $\hat{\theta}_n(g_{yn})$  могут быть получены любым способом, минимизирующим критерий среднеквадратической ошибки, в том числе с помощью рекуррентного линейного фильтра (фильтра Калмана). Задача оптимальной адаптивной фильтрации будет решена, если на каждом шаге вычислять апостериорную плотность вероятности возмущающего параметра  $w(g_{yn} | \{Y\}_n)$ . Вычисление этой плотности по выборке измерений  $\{Y\}_n$  и использование ее для получения взвешенных оценок является основной особенностью рассматриваемого метода адаптивной фильтрации.

В рассматриваемом здесь случае, когда возмущающий параметр принимает только фиксированные значения  $g_{m,l}$  ( $l = -\frac{m}{2}, \dots$

..., -1, 0, 1, ...,  $\frac{m}{2}$ ,  $m$  четное, вместо выражения (4.77) получим

$$\hat{\vartheta}_{m,n} = \sum_{i=-m/2}^{m/2} \vartheta_n(g_{m,i}) P(g_{m,i} | \{Y\}_n), \quad (4.78)$$

где  $P(g_{m,i} | \{Y\}_n)$  — апостериорная вероятность события  $g_{m,i} = g_{m,i}$  по данным  $n$  измерений  $\{Y\}_n$ . Для вычисления апостериорной вероятности  $P(g_{m,i} | \{Y\}_n)$  используется правило Байеса, в соответствии с которым (см. (4.9))

$$P(g_{m,i} | \{Y\}_n) = P_{n,i} = \frac{P(g_{m,i} | \{Y\}_{n-1}) \omega(Y_n | g_{m,i}, n-1)}{\int_{D(n-1)} P(g_{m,i} | \{Y\}_{n-1}) \omega(Y_n | g_{m,i}, n-1) dY_n}. \quad (4.79)$$

В этом выражении  $P(g_{m,i} | \{Y\}_{n-1})$  — априорная вероятность параметра  $g_{m,i}$  на  $n$ -м шаге, полученная по результатам  $n-1$  измерений и вычисляемая по формуле

$$P(g_{m,i} | \{Y\}_{n-1}) = \sum_{i=-m/2}^{m/2} \pi_{i,j} P(g_{m,i}, n-1 | \{Y\}_{n-1}), \quad (4.80)$$

где  $\pi_{i,j} = P(g_{m,n} = g_{m,i} | g_{m,n-1} = g_{m,i})$  — условная вероятность перехода возмущающего процесса из состояния  $i$  на  $(n-1)$ -м шаге в состоянии  $j$  на  $n$ -м шаге;  $\omega(Y_n | g_{m,i}, n-1)$  — условная плотность вероятности наблюдаемого значения координаты  $Y_n$ , если возмущающий параметр на предыдущем  $(n-1)$  шаге имел значение  $g_{m,i}$ . Эту плотность можно аппроксимировать нормальным распределением с математическим ожиданием

$$\hat{Y}_{m,i} = H_n [\Phi_{n-1} \vartheta_{n-1} + \Gamma_{n-1} g_{m,i}] \quad (4.81)$$

и дисперсией

$$\sigma_n^2 = H_n \Psi_{m,n} H_n^T + \sigma_{Y_n}^2. \quad (4.82)$$

С учетом (4.79) — (4.82) получаем следующее выражение для апостериорной плотности вероятности:

$$P_{n,i} = \frac{\sum_{i=-m/2}^{m/2} \pi_{i,j} P(g_{m,i}, n-1 | \{Y\}_{n-1}) \exp \left\{ -\frac{(Y_n - \hat{Y}_{m,i})^2}{2\sigma_n^2} \right\}}{\sum_{i=-m/2}^{m/2} \sum_{i=-m/2}^{m/2} \pi_{i,j} P(g_{m,i}, n-1 | \{Y\}_{n-1}) \exp \left[ -\frac{(Y_n - \hat{Y}_{m,i})^2}{2\sigma_n^2} \right]}. \quad (4.83)$$

Значения  $P_{n,i}$  для каждого  $i$  являются весовыми коэффициентами при усреднении оценок фильтруемого параметра.

В дальнейшем предполагается, что параметры траектории фильтруются отдельно по каждой из прямоугольных координат цели. Измеренные значения сферических координат пересчитываются в прямо-

угольные координаты вне **фильгра**. Корреляция погрешностей измерения прямоугольных координат не учитывается. Прямоугольные составляющие  $g_{mx}$ ,  $g_{my}$  и  $g_{mz}$  интенсивности **преднамеренного** маневра также считаются независимыми между собой, причем  $g_{mx} = \dot{x}_m$ ,  $g_{my} = \dot{y}_m$ ,  $g_{mz} = \dot{z}_m$ . Ниже, применительно к одной прямоугольной координате  $x$ , уравнения адаптивного алгоритма фильтрации записываются в **развернутом** виде.

1. Пусть на  $(l-1)$ -м шаге получены  $\hat{x}_{n-1}$ ,  $\hat{x}_{n-1}$  — оценки параметров траектории; корреляционная матрица ошибок оценки параметров

$$\hat{\Sigma}_{n-1} = \begin{vmatrix} \psi_{11}(n-1) & \psi_{12}(n-1) \\ \psi_{21}(n-1) & \psi_{22}(n-1) \end{vmatrix};$$

$P\{\hat{x}_{n,j}, n - \{x\}_{n-1}\}$  — апостериорные вероятности значений возмущающего параметра ( $j = -m/2, \dots, -1, 0, +1, \dots, m/2$ );  $\sigma_{\dots}^2$  — дис-

персия случайной составляющей возмущения траектории.

2. **Экстраполяция** параметров для каждого из возможных значений  $\hat{x}_{n,j}$  производится по формулам

$$\begin{aligned} \hat{x}_{n,j} &= \hat{x}_{n-1} + \tau_3 \hat{x}_{n-1} + \dots \\ \hat{x}_{n,j} &= \hat{x}_{n-1} + \tau_3 \hat{x}_{n,j}. \end{aligned} \quad (7.4)$$

3. Элементы корреляционной матрицы ошибок экстраполяции определяют по формулам

$$\psi_{11;n} = \psi_{11;n-1} + 2\tau_3 \psi_{12;n-1} + \tau_3^2 \psi_{22;n-1} + (\tau_3^4/4) \sigma_{\dots}^2$$

$$\psi_{12;n} = \psi_{21;n} = \psi_{12;n-1} + \tau_3 \psi_{22;n-1} + (\tau_3^3/2) \sigma_{\dots}^2$$

$$\psi_{22;n} = \psi_{22;n-1} + \tau_3^2 \sigma_{\dots}^2$$

4. Составляющие вектора коэффициентов усиления фильтра на  $n$ -м шаге:

$$K_{1n} = \frac{\psi_{11;n}}{\psi_{11;n} + \sigma_{x_n}^2} = \psi_{11;n} z_n^{-1}, \quad K_{2n} = \frac{\psi_{21;n}}{\psi_{11;n} + \sigma_{x_n}^2} = \psi_{21;n} z_n^{-1},$$

где  $z_n^{-1} = 1 / (\psi_{11;n} + \sigma_{x_n}^2)$ ,  $\sigma_{x_n}^2$  — дисперсия ошибок измерения координаты  $x$  на  $n$ -м шаге.

5. Элементы корреляционной матрицы ошибок оценки параметров на  $n$ -м шаге определяют по формулам

$$\psi_{11;n} = \psi_{11;n} z_n^{-1} \sigma_{x_n}^2,$$

$$\psi_{12;n} = \psi_{21;n} = \psi_{12;n} z_n^{-1} \sigma_{x_n}^2,$$

$$\psi_{22;n} = \psi_{22;n} - \psi_{12;n} z_n^{-1} \sigma_{x_n}^2.$$

6. Оценки фильтруемых параметров для каждого дискретного значения возмущающего параметра:

$$\begin{aligned}\hat{x}_{nj} &= \hat{x}_{\varepsilon nj} + \kappa_{1n}(x_n - \hat{x}_{\varepsilon nj}), \\ \hat{x}_{nj} &= \hat{x}_{\varepsilon nj} + \kappa_{2n}(x_n - \hat{x}_{\varepsilon nj}),\end{aligned}\quad (4.85)$$

где  $x_n$  — результат измерения координаты  $x$  на  $n$ -м шаге.

7. Веса дискретных значений возмущения:

$$P(\ddot{x}_{m;n} | \{Y\}_n) = \frac{\prod_{i=-m/2}^{m/2} \pi_{1i} P(\ddot{x}_{m;n-1} | \{Y\}_{n-1}) \exp \left[ -\frac{(x_n - \hat{x}_{\varepsilon nj})^2}{2} \right]}{\sum_{j=-m/2}^{m/2} \prod_{i=-m/2}^{m/2} \pi_{1i} P(\ddot{x}_{m;n-1} | \{Y\}_{n-1}) \exp \left[ -\frac{(x_n - \hat{x}_{\varepsilon nj})^2}{2} \right]}. \quad (4.86)$$

8. Взвешенные значения оценок параметров:

$$\begin{aligned}\hat{x}_n &= \sum_{j=-m/2}^{m/2} \hat{x}_{nj} P(\ddot{x}_{m;n} | \{Y\}_n); \\ \hat{x}_n &= \sum_{j=-m/2}^{m/2} \hat{x}_{nj} P(\ddot{x}_{m;n} | \{Y\}_n).\end{aligned}\quad (4.87)$$

9. Взвешенное значение дискретного возмущающего параметра на  $n$ -м шаге

$$\hat{x}_{mn} = \sum_{j=-m/2}^{m/2} \hat{x}_{nj} P(\ddot{x}_{m;n} | \{Y\}_n). \quad (4.88)$$

10. Взвешенная дисперсия непрерывного возмущения на  $n$ -м шаге

$$\sigma_{\varepsilon n}^2 = \sum_{j=-m/2}^{m/2} (\hat{x}_{nj} - \hat{x}_n)^2 P(\ddot{x}_{m;n} | \{Y\}_n)$$

где  $\sigma_{\varepsilon n}^2$  — дисперсия флюктуационных шумов управления.

Структурная схема адаптивного фильтра, реализующего описанную здесь систему уравнений, представлена на рис. 4.10. Адаптивный фильтр состоит из  $m+1$  параллельно включенных фильтров Калмана, каждый из которых настроен на одно из возможных дискретных значений возмущающего параметра. Результирующая оценка фильтруемых параметров получается как взвешенная сумма условных оценок на выходах этих элементарных фильтров. Весовые коэффициенты  $P(\ddot{x}_{m;n} | \{Y\}_n)$  уточняются на каждом шаге (после каждого измерения координаты  $x$ ) по рекуррентной формуле (4.86).

Блоки для вычисления корреляционной матрицы ошибок оценки параметров  $\Psi_n$  и коэффициентов усиления фильтров  $K_n$  являются общими для всех элементарных фильтров. Поэтому усложнения в реализации рассматриваемого адаптивного фильтра имеют место из-за

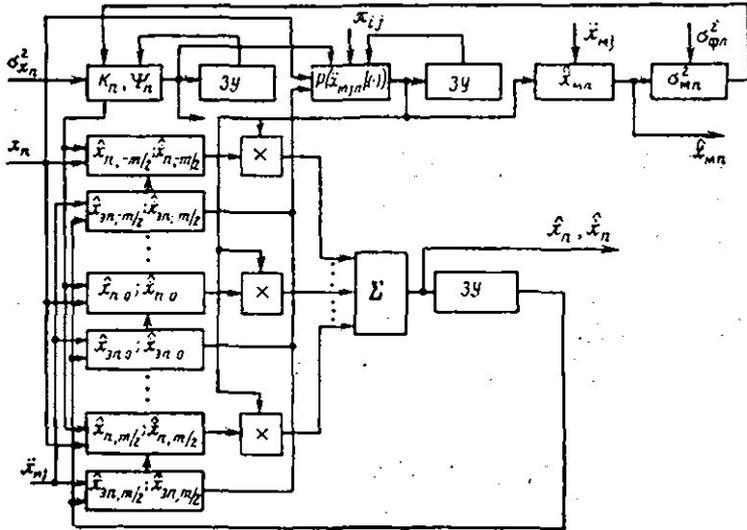


Рис. 4.10

$(m+1)$ -кратного вычисления экстраполированных и сглаженных значений фильтруемых параметров, а также **из-за вычисления весов**  $P(\hat{x}_{m|n} | \{Y\}_n)$  на каждом шаге обновления информации.

Адаптивный фильтр, построенный по принципу **взвешивания** частных оценок, может быть упрощен, если **вместо взвешивания** выходных оценок фильтруемых параметров **осуществлять** взвешивание только экстраполированных значений этих параметров, а затем использовать это **взвешенное** значение для **вычисления** фильтруемых параметров в обычном (неразделенном) фильтре.

Система уравнений упрощенного адаптивного фильтра отличается от предыдущей тем, что и **нем вычисленные** по формулам (4.84) экстраполированные значения фильтруемых параметров усредняются с весами:

$$\hat{x}_{3n} = \sum_j \hat{x}_{3n_j} P(\hat{x}_{3n_j} | \{Y\}_n),$$

$$\hat{x}_{;n} = \sum_j \hat{x}_{5n_j} P(\hat{x}_{5n_j} | \{Y\}_n),$$
(4.90)

после чего по обычным формулам фильтра **Калмана** уточняются оценки **фильтруемых** параметров с учетом  $n$ -го измерения координаты.

Структурная **схема** упрощенного адаптивного фильтра представлена на рис. 4.11. В состав ее входят: блоки для вычисления **корреляционной матрицы** ошибок  $\Psi_n$ , коэффициента усиления **фильтра**  $K_{n0}$  и вероятностей  $P(\hat{x}_{m|n} | \{Y\}_n)$ , которые являются общими для **всего** фильтра; блок для вычисления **оценок**  $\hat{x}_n, \hat{x}_n$  параметров;  $m+1$  бло-

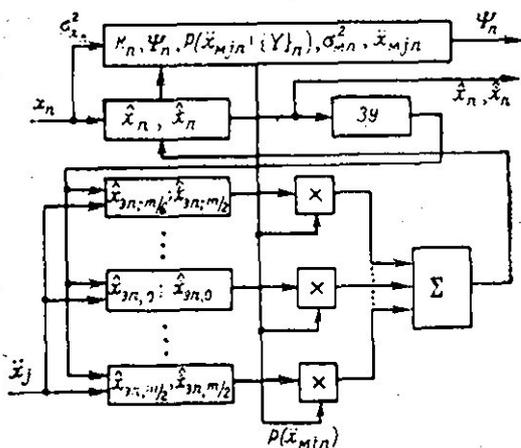


Рис. 4.11

ков экстраполяции параметров для каждого фиксированного значения ускорения  $\ddot{x}_{mjn}$ ; взвешивающее устройство для вычисления усредненных экстраполированных параметров. Взаимодействие элементов схемы легко проследить по рис. 4.11.

Применение адаптивных фильтров позволяет существенно уменьшить динамическую ошибку фильтрации параметров на участке маневра цели. При этом на участках траектории, где маневр отсутствует, среднеквадратическое значение случайной ошибки фильтрации несколько увеличивается (в среднем на 10 ... 15 %).

На рис. 4.12 приведены зависимости относительных динамических

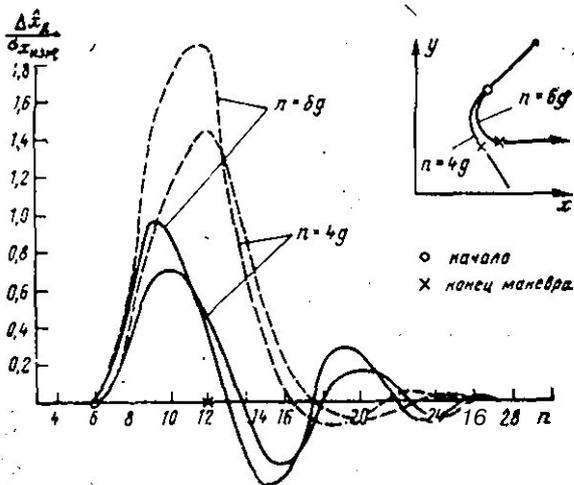


Рис. 4.12

ошибок фильтрации по координате  $x$  адаптивным (непрерывные линии) и загрубленным введением  $\sigma_{\dot{x}} = 0,5g$  неадаптивными (штриховые линии) фильтрами для траектории, изображенной в правом верхнем углу этого рисунка. Цель на траектории выполняет маневр по курсу с перегрузками  $n_1 = 4g$  и  $n_2 = 6g$ , двигаясь с постоянной скоростью  $v = 300$  м/с. Маневр продолжается в течение шести периодов обзора РЛС. В адаптивном фильтре в качестве дискретных значений ускорения взяты:  $\dot{x}_1 = -8g$ ,  $\dot{x}_2 = 0$ ,  $\dot{x}_3 = 8g$ . Из рис. 4.12 следует, что даже при предельно грубом разбиении диапазона возможных ускорений маневра адаптивный фильтр (непрерывные кривые) по сравнению с неадаптивными (штриховые) позволяют более чем в два раза уменьшить динамическую ошибку фильтрации на участке маневра цели. Для представленного на рисунке случая эти ошибки не превышают среднеквадратического значения погрешностей измерения координаты.

Необходимо иметь в виду, что трудоемкость реализации рассмотренного адаптивного фильтра по числу арифметических операций примерно в два раза превышает трудоемкость реализации неадаптивного фильтра. При увеличении числа  $m$  дискретных значений ускорения маневра (более подробное разбиение диапазона) ( $-\dot{x}_{max} \dots \dot{x}_{max}$ ) трудоемкость реализации адаптивного фильтра существенно увеличивается.

#### 4.7. Логическая схема комплексного алгоритма вторичной обработки радиолокационной информации

В гл. 3 и 4 рассмотрены алгоритмы всех основных операций вторичной обработки радиолокационной информации. Теперь можно рассмотреть пример объединения частных алгоритмов в единый (комплексный) алгоритм вторичной обработки информации, предназначенный для решения задач обнаружения, сопровождения и фильтрации параметров траекторий множества целей, информация о которых содержится в отметках, поступающих с выхода устройства (процессора) первичной (межобзорной) обработки радиолокационных сигналов.

При рассмотрении комплексного алгоритма будем считать, что он предназначен для вторичной обработки информации РЛС кругового обзора с равномерным вращением антенны. Предполагается также, что целевая и помеховая обстановка таковы, что перекрытие стробов сопровождения практически отсутствует.

Реализация алгоритма предполагается на специализированной ЦВМ. В оперативном ЗУ (ОЗУ) ЦВМ выделены отдельные массивы для хранения: траекторий, находящихся на сопровождении (массив  $M_{с\ tr}$ ); обнаруживаемых траекторий, т. е. завязанных начальных отрезков траекторий, по которым еще не принято окончательное решение о передаче на сопровождение или о сбросе (массив  $M_{о\ tr}$ ); начальных точек новых траекторий (массив  $M_{н\ tr}$ ). Каждый из указанных массивов, в свою очередь, имеет две

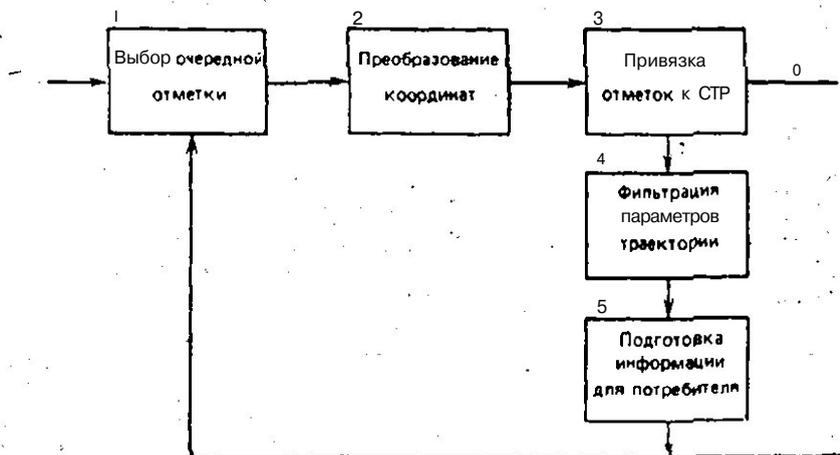


Рис 4.13

одинаковые зоны: в одной хранится информация, подлежащая обработке в текущем периоде обзора, а в другом — информация, накапливаемая для обработки в следующем обзоре. Запись информации в каждую зону производится произвольно.

Логическая схема возможного варианта комплексного алгоритма вторичной обработки информации приведена на рис. 4.13. В соответствии с этой схемой каждая выбираемая из буферного ЗУ (БЗУ) новая отметка после преобразования координат в прямоугольную систему (блоки 1, 2) проходит следующие этапы обработки.

1. Сначала проверяется принадлежность новой отметки к сопровождаемым траекториям — СТР (блок 3). Если эта отметка попала в упрежденный строб одной из сопровождаемых траекторий, то она считается принадлежащей этой траектории и привязывается к ней. Далее, с учетом координат новой отметки производится уточнение параметров продолженной траектории (блок 4). Для этого реализуется один из рассмотренных в гл. 4 алгоритмов фильтрации. Это, как правило, алгоритм, обеспечивающий фильтрацию параметров маневрирующих целей, так как информация на выходе используется в интересах потребителя (блок 5). После выполнения операций блока 5 обработка очередной отметки заканчивается и алгоритм переходит к выбору новой отметки на БЗУ.



2. Если новая отметка не попала в стробы ни одной из сопровождаемых траекторий, то она проверяется далее на принадлежность к **одной из обнаруживаемых траекторий** — ОТР (блок 6). Для этого проверяется ее попадание в упрежденные стробы, образованные по результатам завязки новых траекторий. Если отметка попала в строб очередной выбираемой из массива  $M_{отр}$  обнаруживаемой траектории, то она считается продолжением этой траектории. С учетом координат новой отметки производится уточнение параметров обнаруживаемой траектории (блок 7), после чего проверяется критерий обнаружения, траектория записывается в массив сопровождаемых траекторий и алгоритм переходит к обработке очередной **отметки**.

3. Если новая отметка не попала в стробы ни одной из обнаруживаемых траекторий, они проверяются на попадание в стробы начального захвата, образованные вокруг одиночных **отметок**, принятых на предыдущих этапах за начала возможных новых **траекторий** — НТР (блок 9). При попадании новой отметки в очередной строб **начального захвата** из массива  $M_{нтр}$  по двум отметкам вычисляются начальные значения параметров, т. е. реализуется алгоритм завязки новой траектории (блок 10), и эта **«завязка»** передается в массив обнаруживаемых траекторий, а алгоритм переходит к обработке очередной **отметки**.

4. Если же новая отметка не попала ни в один из стробов начального захвата, то она записывается в массив  $M_{нтр}$  как возможное начало новой траектории.

Таким образом, при принятой организации обработки (привязки) новых отметок длительность однократной реализации алгоритма является случайной величиной, статистические характеристики которой рассматриваются в гл. 6.

Отметим в заключение, что рассмотренная здесь схема алгоритма вторичной обработки не является типовой, пригодной на все случаи применения. Это просто пример, подытоживающий предыдущий материал и позволяющий производить конкретные расчеты в дальнейшем.

## Глава 5. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЕМ РЛК В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

### 5.1. Организация и структурная схема системы управления РЛК

Под управлением РЛК понимается целенаправленное изменение структуры и параметров устройств РЛК для достижения максимального эффекта от его применения. Задачи организации управления РЛК относятся к обеспечению оптимального функционирования РЛК в системе управления более высокого уровня. Необходимость управления параметрами и структурой РЛК в динамическом режиме работы обусловлена сложностью и непредсказуемостью состояния внешней среды (искусственные помехи, отражения от подстилающей поверхности, местных предметов и гидрометеоров и др.), быстротечностью наблюдаемой обстановки, многообразием решаемых задач, а также ограниченностью энергетических и вычислительных ресурсов РЛК. Исходя из этого, управление надо рассматривать, во-первых, как средство достижения поставленных перед РЛК целей, а во-вторых, как способ компенсации неблагоприятных изменений в среде, препятствующих его нормальному (оптимальному) функционированию.

Необходимым условием организации управления является знание управляемых параметров. Причем чем больше управляемых параметров, тем больше возможности по

организации управления и тем выше его эффективность. Большинство задач управления может быть решено в многофункциональных РЛК [73]. Поэтому в данной главе в основном будут рассматриваться постановки и решения задач управления в РЛК этого типа.

В дальнейшем под системой управления РЛК будем понимать **все** необходимые алгоритмы обработки информации и выработки управляющих решений, предназначенных для достижения заданных целей управления. При этом слово «управление» будет использоваться как для обозначения процесса достижения поставленных целей, так и в смысле целенаправленного воздействия на параметры и структуру элементов РЛК.

Первым этапом проектирования системы управления является выбор (формулировка) целей, которые должны быть достигнуты в процессе управления. В самом общем виде целью управления РЛК является поддержание эффективности его работы на возможно более высоком уровне. Проверить выполнение этой цели можно только по состоянию вектора  $Y(t)$  внешних (выходных) параметров РЛК, через который выражается в общем виде показатель эффективности РЛК  $\mathcal{E} = \mathcal{E}[Y(t)]$  [18].

Для реализации управления должны быть созданы специальные каналы управления, по которым передаются сигналы управления  $U(t)$ . Объектом управления являются внутренние параметры РЛК  $X(t)$  и способ расходования его ограниченных ресурсов. Показатели качества выдаваемой информации зависят от состояния внешней среды  $Z(t)$  набора внутренних параметров  $X_U(t)$ , скорректированных системой управления, и специальных управляющих воздействий (решений)  $U(t)$ :

$$Y(t) = F[t, Z(t), X_U(t), U(t)], \quad (5.1)$$

где  $F$  по-прежнему оператор работы управляемого объекта. Таким образом, в самом общем виде целью управления является достижение таких значений вектора  $Y(t) = Y^*(t)$ , которые обеспечивают  $\max \mathcal{E}[Y(t)] = \mathcal{E}[Y^*(t)] = \mathcal{E}^*(t)$ .

Теперь, располагая информацией о состоянии среды, объекта управления и цели управления, можно представить сигналы управления  $U(t)$  как результат работы алгоритма:

$$U(t) = \varphi[\mathcal{E}^*(t), Z(t), X_U(t), Y(t)].$$

Вследствие сложности РЛК как объекта управления решение задачи управления в общем виде связано с определенными трудностями. Эти трудности, с одной стороны, обусловлены требуемыми затратами машинного времени и емкости ЗУ для решения задач управления в короткие, строго ограниченные интервалы времени, определяемые динамикой изменения обстановки и функционирования РЛК. С другой стороны, эти трудности принципиального характера, поскольку для такой системы, как РЛК, отсутствуют способы формализации и оптимизации задач управления, которые позволили бы дать количественную оценку оптимальности управления в целом. Поэтому в процессе проектирования системы управления РЛК пользуются известным из системотехники приемом разделения сложной системы на отдельные подсистемы, причем выбор состава и размеров подсистем производится в соответствии с общепринятыми способами сохранения системообразующих связей, а также с учетом принятых этапов обработки информации в системе. Естественно, при разделении учитываются возможности обеспечения наилучшей управляемости подсистем и РЛК в целом. Разделение (декомпозиция) системы на подсистемы предполагает, что для каждой из них существуют собственные целевые функции управления, вытекающие из общей целевой функции системы.

Для повышения оперативности и уменьшения трудоемкости решения задач управления система алгоритмов управления строится по иерархическому принципу [31]. Иерархическая структура управления характеризуется наличием нескольких подчиненных друг другу уровней управления, на которые поделена общая задача управления, причем алгоритмы управления **вышестоящих** уровней определяют и координируют работу подчиненных им устройствами являются (рис. 5.1) [18]:

Исходя из изложенных общих положений, РЛК как объект управления можно разделить на управляемые элементы (устройства), соответствующие основным устройствам радиолокатора и системы обработки радиолокационной информации (СОРЛИ). Такими управляемыми устройствами являются (рис. 5.1) [18]:

1. Антенное устройство РЛС (передающая и приемная антенны) с управляемыми параметрами:

числом одновременно формируемых лучей передающей (приемной) антенны  $N_{л п}$ , ( $N_{л пр}$ );

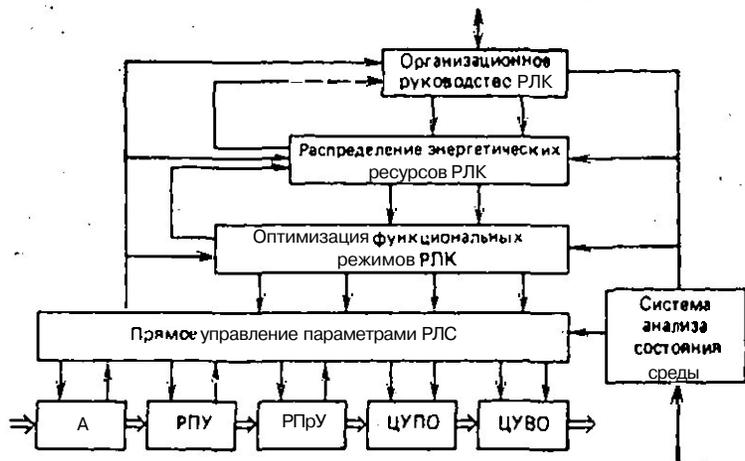


Рис. 5.1

шириной луча диаграммы направленности (ДН) передающей ( $\theta_{\text{п.п}}$ ,  $\theta_{\text{п}}$ ) и приемной ( $\theta_{\text{з.пр}}$ ,  $\theta_{\text{г.пр}}$ ) антенн;

уровнем перекрытия лучей многолучевой ДН приемной антенны ( $\delta_{\text{з.л пр.}}$ ,  $\delta_{\text{г.л пр.}}$ );

законом изменения направления максимума главного лепестка ДН передающей антенны ( $\beta_{\text{л.и}}$ ,  $\epsilon_{\text{л.и}}$ );

числом и направлением провалов в ДН и др.

2. Радиопередающее устройство (РПУ) с управляемыми параметрами:

длительностью зондирующего сигнала  $\tau_{\text{с}}$ ;

мощностью излучения в импульсе  $P_{\text{и}}$ ;

несущей частотой сигнала  $f_{\text{с}}$  или последовательностью несущих частот  $\{f_{0i}\}$  при многочастотной работе,

шириной спектра зондирующих сигналов  $\Delta f_{\text{с}}$ ;

способом и параметрами внутриимпульсной модуляции зондирующих сигналов;

частотой повторения зондирующих сигналов  $F$  и др.

3. Радиоприемное устройство (РПрУ) с управляемыми параметрами:

структурой, оптимальной с точки зрения максимизации отношения сигнала к помехе при приеме в сложной внешней обстановке;

режимом работы;

шириной полосы согласованного фильтра  $\Delta f_{\text{пр}}$ ;

размерами просматриваемой (стробируемой) зоны

зоны

(число элементов в строке, координаты центра строка) и др.

4. Цифровое устройство первичной обработки (ЦУПО) радиолокационных сигналов с управляемыми параметрами:

числом этапов обработки при обнаружении и оценке параметров сигналов;

верхним (А) и нижним (В) порогами обнаружителя последовательного анализа;

порогом  $n_{\text{усч}}$  усечения последовательного анализа;

числом  $N$  накапливаемых импульсов в обнаружителе с фиксированным объемом выборки;

порогом  $U_0$  двоичного квантования в бинарном обнаружителе;

логикой  $(l, m, k)$  обнаружения двоично-квантованных сигналов и др.

5. Цифровое устройство (процессор) вторичной обработки (ЦУВО) информации и ее подготовки для выдачи на отображение и потребителям с управляемыми параметрами;

критерий завязки траектории ( $\ll 2/m + l/n \gg$ );

критерий сброса траектории с сопровождения  $k_{\text{сбр тр}}$ ;

алгоритм и установки фильтра выдаваемых параметров траектории;

способ обновления информации по сопровождаемым целям;

рубежи и точностные характеристики выдаваемой потребителям информации и др.

Большинство управляемых параметров РЛС и устройств (алгоритмов) обработки информации зависят друг от друга. Так, длительность сигнала  $\tau_c$ , период повторения  $T$ , импульсная мощность  $P_n$  и средняя мощность  $P_{\text{ср}}$  зондирующих сигналов связаны очевидным соотношением  $P_{\text{ср}} = P_n (\tau_c / T)$ . Так как средняя мощность передатчика обычно постоянная ( $P_{\text{ср}} = \text{const}$ ), то энергетическими ресурсами РЛС можно управлять только тройкой взаимосвязанных параметров  $\tau_c$ ,  $T$  и  $P_n$ .

Ширина луча ДН антенны РЛС зависит от угла его отклонения от главной оси антенны:

$$\theta_A = \theta_{A0} / [\cos(\theta_A - \theta_{A0})], \quad (5.2)$$

где  $\theta_{A0}$  — ширина луча в направлении главной оси антенны. Расширение луча при отклонении от оси антенны приводит к уменьшению коэффициента усиления антенны и, следовательно, к увеличению требуемого числа  $N$  накопи-

ваемых сигналов для обеспечения заданного энергетического отношения сигнал-помеха  $q^2$ . Имеют место и другие связи, которые должны учитываться при управлении.

Взаимосвязанность управляемых параметров не позволяет организовать управление изолированно по каждому из управляемых элементов РЛК, что говорит о невозможности пространственного расчленения системы управления. Вместе с тем специфика работы РЛК позволяет организовать управление поэтапно во времени и построить многоуровневую иерархическую систему управления (рис. 5.1).

Первым уровнем является управление параметрами РЛС и системы обработки в процессе зондирования предварительно выбранного направления, в зоне обзора РЛС с учетом функционального режима работы (поиск, сопровождение и др.). Целевой функцией управления на этом уровне является обеспечение минимального расхода энергии для получения заданного эффекта от просмотра выбранного направления (заданной вероятности правильного обнаружения  $P_o$ , заданной точности измерения угловых координат  $\sigma^2_{\theta}$  и т. д.). Ограничениями являются допустимые значения технических параметров РЛС и способы их комплексования. Управление на первом уровне осуществляется прямой перестройкой (выбором) управляемых параметров РЛС и устройств первичной обработки принимаемых сигналов в реальном масштабе времени.

Вторым уровнем управления является оптимизация функциональных режимов РЛК. Для РЛК обнаружения и сопровождения оптимизации подлежат режим поиска новых целей и режим слежения за обнаруженными целями. Управляемыми в данном случае являются способ просмотра (обзора) зоны наблюдения и темп обновления информации по сопровождаемым целям, а целевой функцией оптимального управления — минимизация удельного расхода энергетического ресурса РЛС на обнаружение цели в режиме поиска, обновление информации и оценку параметров траектории цели и режиме сопровождения. Ограничениями являются главным образом технические параметры РЛС и требования системы более высокого уровня иерархии. Управление на втором уровне осуществляется путем составления оптимальных расписаний последовательности просмотра ячеек зоны обзора в режиме поиска и обновления информации по каждой цели в режиме сопровождения. Периодичность перестройки (выдачи команд) управления на этом уровне в основном определяется динамикой изме-

нения обстановки в зоне обзора РЛС (числом и важностью целей, помеховой обстановкой и т. п.).

Третьим уровнем управления является распределение ограниченных энергетических ресурсов РЛК между функциональными режимами (режимом обнаружения и режимом сопровождения для двухфункциональных РЛС). В качестве целевых функций оптимального управления на этом уровне могут быть приняты максимизация критерия эффективности системы более высокого уровня иерархии, в которой РЛК выполняет функции обнаружения и сопровождения, и максимизация числа обрабатываемых целей с учетом их важности для той же системы. Управление на третьем уровне осуществляется путем перераспределения долей энергетических ресурсов, предназначенных на реализацию режимов поиска и сопровождения. Периодичность управления зависит от априорных и апостериорных характеристик обстановки в зоне действия РЛК, состояния средств непосредственного обслуживания целей и др.

Наконец, четвертым уровнем управления является организационное руководство по поддержанию РЛК в требуемом рабочем состоянии с учетом информации о качестве работы его элементов, складывающейся обстановки, информации от соседей и команд от вышестоящих систем. На этом уровне осуществляется в основном ситуационное руководство РЛК.

Таким образом, получаем многоуровневую иерархическую систему управления, упрощенная схема которой изображена на рис. 5.1. Иерархия управления характеризуется последовательной выдачей управляющей информации от подсистем высшего уровня к подсистемам низшего уровня. При этом в качестве основы для принятия решений на высшем уровне используются результаты решения частных задач на нижестоящих уровнях. Так, в результате решения задач первого уровня в подсистему второго уровня выдается информация о расходе энергии на зондирование каждого направления и числе обнаруженных целей, а также о расходе ресурсов в режиме сопровождения. В результате решения задач второго уровня в подсистему третьего уровня передается информация о числе сопровождаемых целей  $n_c$  их важности, а также о периоде обзора зон поиска новых целей. Одновременно подсистемы второго и третьего уровней управления передают информацию о состоянии средств и качестве выполнения своих задач в подсистему четвертого уровня, где осуществляется руководство РЛК в целом.

## 5.2. Прямое управление параметрами устройств РЛК

Исходные предпосылки. Управление в процессе зондирования выбранного **направления** осуществляется прямой перестройкой (**выбором**) управляемых параметров РЛС и устройства первичной обработки сигналов с целью адаптации к динамической внешней обстановке в заданном режиме функционирования. В качестве **основных** управляемых режимов функционирования **РЛК** в дальнейшем принимаются: режим поиска новых целей в зоне обзора РЛК и режим обновления информации по сопровождаемым целям (режим слежения за обнаруженными целями). Другие возможные режимы функционирования можно свести к частным случаям принятых. Кроме того, расширение состава режимов не изменяет принципов управления.

Внешняя обстановка для РЛК характеризуется наличием в его зоне обзора целей и помех. В дальнейшем предполагается, что информация о целевой обстановке в зоне обзора воссоздается по априорным и апостериорным данным в процессе функционирования РЛК. Помеховая обстановка оценивается в специальном канале, предназначенном для анализа состояния внешней среды. Предполагается, что анализ активных помех (тип, уровень, спектральная плотность и др.) производится непосредственно перед началом зондирования выбранного направления. Анализ пассивных помех и включение средств защиты от них производятся в процессе зондирования средствами управления первичной обработки сигналов.

Необходимо иметь в виду, что задачи выбора и **целевого** изменения параметров устройств РЛК должны решаться в строго ограниченные интервалы времени. В процессе управления ни в коей мере не должен быть нарушен темп посылки зондирующих сигналов, определяемый выбранной частотой их повторения. Весь процесс выработки новых решений должен быть выполнен в промежутке между двумя зондированиями. В связи с этим широкое применение могут найти табличные методы выбора решений по результатам анализа помеховой обстановки в зоне обзора РЛК.

**Управление при зондировании направления в режиме поиска новых целей.** Управление в этом случае проводится по крайней мере в два этапа. На первом производится расчет и выбор параметров зондирующих сигналов, соответствующих функциональному режиму поиска целей и

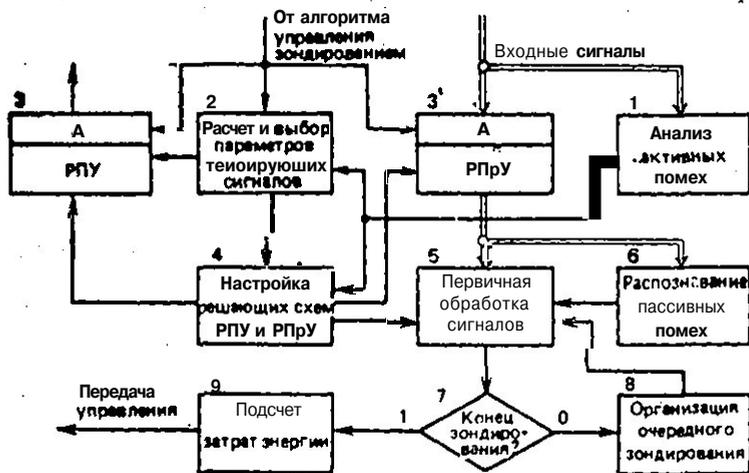


Рис. 5.2

максимальной дальности зоны обзора в выбранном направлении, а также согласованных с зондирующим сигналом характеристик (установок) радиоприемного устройства и алгоритма (устройства) первичной обработки принимаемых сигналов. Этот этап осуществляется до начала посылки зондирующих сигналов в выбранном направлении. На втором этапе осуществляется управление накоплением принимаемых сигналов вплоть до принятия решений об обнаружении (исобнаружении) цели во всех элементах разрешения по дальности (при последовательном анализе) или до накопления рассчитанного числа отраженных сигналов при использовании обнаружителей с фиксированным объемом выборки. В процессе накопления сигналов первоначальные установки параметров зондирующего сигнала, кроме, может быть, несущей частоты сигнала  $f_0$ , остаются неизменными.

Ниже приводится описание одного из вариантов логической схемы алгоритма решения задач управления при зондировании направления в режиме поиска (рис. 5.2).

1. После установки лучей передающей и приемной антенны в заданном направлении  $\beta_i, \epsilon_i$  производится анализ активных помех, принимаемых с этого направления (блок 1). В первую очередь определяется интенсивность  $\sigma_n^2$  и спектральная плотность мощности  $N(f)$  шумовых помех. Оценка интенсивности помех используется в дальнейшем

для принятия решений о включении тех или иных средств защиты от активных помех, а также при расчете отношения сигнал-помеха при приеме сигналов. Оценка спектральной плотности активных помех позволяет выявить «дефекты» спектра помехи в анализируемом диапазоне частот и выбрать несущую частоту зондирующего сигнала на участке, наименее пораженном помехой. В более общем случае при анализе помех необходимо с определенной достоверностью производить распознавание и классификацию активных помех, чтобы использовать полученные результаты для настройки и обучения приемного канала.

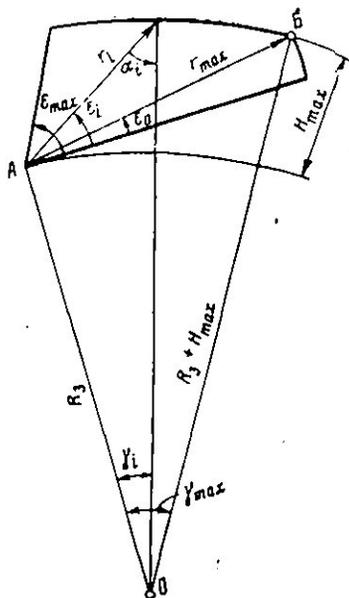


Рис 5.3

2. Решаются задачи выбора параметров зондирующих сигналов (блок 2). Для этого в первую очередь определяется дальность до границы зоны обзора  $r_i$  при выбранном значении угла места  $\epsilon_i$ . Расчет производится с учетом формы ДН РЛС. Для РЛС обзора и сопровождения вертикальное сечение идеализированной зоны поиска целей показано на рис. 5.3. Все характеристики зоны поиска считаются известными.

2.1. Из геометрических построений на рис. 5.3 при  $\epsilon_{\max} > \epsilon_n > \epsilon_0$  следует

$$r_i = \frac{R_3 + H_{\max}}{\sin(\pi/2 + \epsilon_i)} \sin \gamma_i, \quad (5.3)$$

где  $\gamma_i = (\pi/2 - \epsilon_i) - \alpha_i$ ;  $\gamma_i < \pi/2$ ;

$$\sin \alpha_i = \frac{R_3 \sin(\pi/2) + \epsilon_i}{R_3 + H_{\max}}, \quad \alpha_i < \frac{\pi}{2}. \quad (5.4)$$

Расчеты  $r_i$  могут быть сделаны заранее для всего диапазона углов места  $\epsilon_0 \dots \epsilon_{\max}$  с дискретностью, например, равной ширине ДН в вертикальной плоскости.

2.2. При известной дальности  $r_i$  период посылки зондирующих сигналов находится из соотношения  $T_i = 2r_i/c$  ( $c = 3 \cdot 10^8$  м/с).

2.3. В режиме поиска выбирается немодулированный зондирующий сигнал длительностью  $\tau_{ci}$ .

2.4. Импульсная мощность зондирующего сигнала  $P_{ni} = P_{cp}(T_i/\tau_{ci})$ .

Рассчитанные и выбранные параметры зондирующих сигналов ( $f_0$ ,  $P_{ni}$ ,  $T_i$ ,  $\tau_{ci}$ ) устанавливаются в радиопередателе (блок 3 на рис. 5.2).

3. Результаты расчета и выбора параметров зондирующих сигналов используются далее для определения минимального отношения сигнал-помеха на границе зоны обзора и связанных с этим настроек алгоритма первичной обработки сигналов.

3.1. Энергия принимаемого сигнала

$$E_{ci} = P_{ni} \sigma_{ci} G_{Pi} G_{Pri} \lambda^2 \sigma_{цi} / r_i^4 \mathcal{L}, \quad (5.5)$$

где  $G_{Pi}$ ,  $G_{Pri}$  — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно в направлении  $\epsilon_i$ ,  $\beta_i$ , причем для ФАР

$$G_{Pi} = G_{Pi0} \cos \beta_i' \cos \epsilon_i'; \quad G_{Pri} = G_{Pri0} \cos \beta_i' \cos \epsilon_i', \quad (5.6)$$

где  $\beta_i' = |\beta_i - \beta_n| < \pi/2$ ;  $\epsilon_i' = |\epsilon_i - \epsilon_n| < \pi/2$ ;  $\beta_n$ ,  $\epsilon_n$  — угловое направление оси ФАР;  $G_{Pi0}$ ,  $G_{Pri0}$  — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн на оси ФАР;  $\sigma_{цi}$  — эффективная отражающая поверхность цели, взятой за эталонную при расчете характеристик обнаружения;  $\mathcal{L}$  — обобщенный множитель потерь.

3.2. Суммарное значение спектральной плотности мощности помехи на входе приемного устройства (без учета пассивных помех)

$$\mathcal{N}_{п\Sigma} = \overline{\mathcal{N}_{п\kappa}} + \mathcal{N}_{ш}, \quad (5.7)$$

где  $\overline{\mathcal{N}_{п\kappa}}$  — среднее значение спектральной плотности мощности активных помех;  $\kappa$  — коэффициент подавления активных помех с помощью компенсационных и других средств защиты;

$$\mathcal{N}_{ш} = kTB_{ш} \quad (5.8)$$

( $B_{ш}$  — коэффициент шума приемника),

3.3. Энергетическое отношение сигнал-помеха для дальности  $r_{ei}$  вычисляется по формуле  $q_i^2 = 2E_{ci}/N_{пш}$ .

4. Это отношение используется в дальнейшем для настройки решающих схем (обнаружителей) первичной обработки радиолокационных сигналов, т. е. при установке требуемого числа зондирований для получения заданных  $P_o$ ,  $P_{ло}$  в обнаружителях фиксированной выборки или для установления весов единиц и нулей при последовательном анализе двоично-квантованных сигналов (блок 4). Необходимо отметить, что реализация рассмотренных выше подготовительных операций по выбору параметров передающих, приемных устройств и устройств обработки сигналов должна производиться в ограниченные промежутки времени «свободного хода развертки», равного  $(T - t_{зд\ max})$ . Поэтому вместо подробных расчетов можно применять записанные в ЗУ таблицы параметров и установок, соответствующих дискретным значениям характеристик помех, углов места и других заданных характеристик.

5. После завершения подготовительного этапа начинается процесс зондирования направления и накопления отраженных сигналов (блок 5) с учетом результатов распознавания пассивных помех и включения средств защиты от пассивных помех (блок 6). На этом этапе управление осуществляется алгоритмом первичной обработки сигналов в соответствии с операциями блоков 7 и 8.

После завершения этапа накопления и принятия решений относительно зондируемого направления выдаются результаты решений и подсчитываются затраты энергии (времени) на его просмотр (блок 9). Управление лучом передается алгоритму организации зондирования в режиме поиска или диспетчеру режимов.

В заключение отметим еще раз, что рассмотренная логическая схема является только вариантом организации управления в режиме поиска новых целей. Естественно, возможны другие варианты, однако общая идея управления — согласование параметров устройств РЛС и системы обработки с характеристиками внешней среды и решаемыми задачами — останется неизменной.

Управление при обновлении информации о целях в режиме сопровождения. Рассмотрим возможный вариант построения алгоритма управления обнаружением и измерением координат цели в режиме сопровождения по дискретно обновляемой информации в РЛС с управляемым лучом. При этом будут использованы следующие предположения.

1. Моменты времени очередного обновления информации по сопровождаемым целям рассчитываются каждый раз после уточнения параметров траектории на предыдущем шаге. Интервалы времени между предыдущими и последующими измерениями определяются из условия **беспоискового («с выстрела»)** попадания цели в луч ДН антенны.

2. Вследствие возможного перекрытия интервалов локации сопровождаемых целей, а также из-за влияния более приоритетных режимов возможны задержки в выполнении заявок на обслуживание (измерение координат) некоторых из них. Вероятность и время задержки тем больше, чем больше загрузка системы, т. е. чем больше число целей в зоне обзора.

Чтобы исключить срывы сопровождения из-за указанных задержек, предусмотрена возможность расширения зоны поиска очередной обновляющей отметки по угловым координатам и дальности. Расширение зоны поиска по угловым координатам производится путем назначения нескольких дополнительных направлений зондирования вокруг экстраполированного направления с учетом известных параметров траектории цели (так называемый допоиск цели). Число направлений допоиска **невелико (3... 5)**. Расширение зоны поиска по дальности производится путем увеличения размеров строба  $\Delta r_{стр}$ .

3. Расширение зоны поиска производится также при пропуске отметок на траектории в одном или нескольких сеансах измерения.

В соответствии с изложенными предпосылками алгоритм управления измерением координат цели в режиме сопровождения в основном сводится к выполнению следующих операций (рис. 5.4).

1. Расчет  $\Delta t_{сг}$  задержки начала обслуживания выбранной цели  $t_n$  по сравнению с запланированным  $t_{ср}$ . Эта задержка сравнивается с допустимой, рассчитываемой исходя из установленной вероятности попадания отметки, принадлежащей данной **траектории**, в строб, ограниченный шириной луча по **угловым координатам** и границам анализируемого участка дальности (блоки 1, 2).

2. Если задержка меньше допустимой и отсутствует признак пропуска ( $\Pi_{пр} = 0$ ) цели в предыдущих сеансах обновления координат, производится расчет узкого строба по дальности и организуется локация в заранее рассчитанном (экстраполированном) направлении (блоки 3, 4, 7).

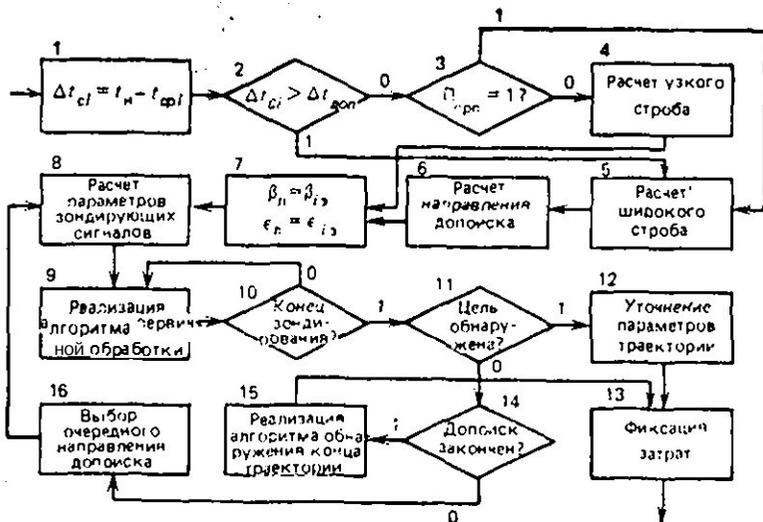


Рис. 5.4

3. Если задержка больше допустимой (или  $P_{прп} = 1$ ), рассчитываются широкий строб по дальности и угловые координаты направлений допоска цели (блоки 5, 6), после чего организуется локация сначала в экстраполированном направлении, а затем, если в экстраполированном направлении цель не обнаружена, организуется просмотр дополнительных направлений до тех пор, пока будет зафиксировано обнаружение отметки в очередном направлении или будут просмотрены все назначенные направления допоска (блоки 14, 16).

4. После выбора очередного направления локации производится анализ помеховой обстановки в этом направлении. Далее выбираются (рассчитываются) параметры зондирующих сигналов, производится настройка приемника (блок 8) и управление передается алгоритму первичной обработки сигналов в режиме сопровождения (блоки 9, 10).

5. Число зондирований направления в режиме сопровождения определяется исходя из условия достижения заданной точности измерения дальности и угловых координат цели. В сложной помеховой обстановке это число может быть ограничено сверху, исходя из установленного баланса энергетических затрат на режимы поиска и сопровождения целей.

6. Если цель обнаружена и ее координаты измерены с заданной точностью, то соответствующая отметка выдается для уточнения параметров траектории. После этого фиксируются затраты на обновление информации по обслуживаемой траектории и управление передается диспетчеру режимов (блоки 11—13).

7. Если после просмотра всех назначенных направлений до поиска цель не обнаружена, то включается алгоритм обнаружения конца траектории, который выдает решение продолжать или прекратить сопровождение рассматриваемой траектории (блок 15). Затраты энергии, естественно, фиксируются и в этом случае.

Таким образом, рассмотренный алгоритм управления функционирует в тесном взаимодействии с алгоритмами основных операций вторичной обработки радиолокационной информации и первичной обработки сигналов в стробе, увязывая их в единую систему алгоритмов обработки информации в режиме индивидуального сопровождения целей в РЛС с управляемым лучом ДН антенны.

### 5.3. Управление обзором в режиме поиска новых целей

**Постановка задач и критерии оптимальности управления обзором.** Задача управления обзором относится к классу задач управления наблюдениями из математической статистики и ставится следующим образом. Пусть плотность распределения вероятности  $\omega(x/\lambda)$  наблюдаемой величины  $X$  задана не полностью, а содержит некоторый **неопределенный** параметр  $v$ , который выбирается самим статистиком перед очередным наблюдением случайной величины  $X$ , т. е. имеет место следующее соотношение:  $\omega(x/\lambda) \rightarrow \omega(x/\lambda, v)$ . В этом случае, прежде чем наблюдать случайную величину  $X$ , надо выбрать параметр  $v$  распределения  $\omega(x/\lambda, v)$ . В результате экспериментатор, управляя наблюдениями, оказывает влияние на статистические свойства наблюдаемых величин.

В радиолокации управление наблюдением состоит в организации зондирования зоны обзора, выборе углового направления и интервала дальности зондирования, формы ДН антенны, вида зондирующего сигнала и т. д. Но в нашем случае, при условии реализации ранее рассмотренных алгоритмов, управление обзором сводится к управлению положением ДН, форма и угловые размеры которой фиксированы.

При синтезе алгоритмов управления наблюдениями естественно руководствоваться принципом **минимизации** среднего риска, т. е. минимизацией потерь, возникающих при ошибочных решениях. Однако выбор соответствующей функции потерь является в данном случае весьма сложной задачей.

В качестве примера можно привести следующие рассуждения по формированию известной из теории статистических решений квадратичной функции потерь [3]. Пусть  $\{n; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n\}$  — истинная ситуация в зоне обзора ( $n$  — число целей;  $\theta_i$  — параметры целей) и пусть  $v(t, \Theta)$  имеет смысл ущерба, порождаемого целью с параметром  $\theta_i$ .

Тогда  $\sum_{i=1}^n v(t, \theta_i)$  — суммарный ущерб, порождаемый все-

ми целями. В результате обзора (эксперимента) оценочная ситуация в зоне получена в виде  $\{n, \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_n\}$ , а

оценка суммарного ущерба равна  $\sum_{i=1}^n v(t, \hat{\theta}_i)$ . В качестве

меры близости оценки к оцениваемому ущербу можно взять величину

$$(7.2) \quad \left[ \sum_{i=1}^n v(t, \theta_i) - \sum_{i=1}^n v(t, \hat{\theta}_i) \right]^2 \quad \alpha \Rightarrow (n, \theta_1, \dots, \theta_n; n, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_n) \quad (5.9)$$

и назвать ее квадратичной функцией потерь.

Если далее можно определить апостериорные вероятности  $\omega(\theta_i | x, v)$ , где  $x$  — вектор наблюдаемых величин, а  $v$  — вектор управления при обзоре, то средний условный риск равен

$$R(\hat{\theta} | v) = \int c(\cdot) \omega(\theta_i | x, v) d\theta. \quad (5.10)$$

Минимизация среднего риска (5.10) в данном случае должна осуществляться выбором вектора управления

$v: R(\hat{\theta})_{\min} = \min_{(v)} R(\hat{\theta} | v)$ . Ясно, что реализация такого

критерия чрезвычайно затруднительна, тем более в ограниченное время, отводимое на обзор всей зоны.

В ряде работ (например, [3, 18]) был предложен так называемый информационный критерий **эффективности, ко-**

**торый сводится к максимизации** среднего количества информации в процессе наблюдения. В соответствии с этим критерием управление должно быть организовано так, чтобы на каждом шаге **получать** наибольшее приращение информации.

В общей постановке решение по обоим критериям чрезвычайно сложно. Приближенный подход состоит в принятии ряда допущений, **основными** из которых являются:

1) задача решается для одиночного объекта (цели) или для некоррелированного (разреженного) **потока** целей;

2) пространство наблюдений состоит из ячеек и за один шаг наблюдения (период зондирования) можно осмотреть лишь одну ячейку; в этом случае управление является целочисленной скалярной величиной  $v$ , совпадающей с номером осматриваемой ячейки;

3) наблюдаемая при осмотре  $v$ -й ячейки случайная величина  $X$  является скалярной и распределена по закону  $w_0(x)$ , если цель отсутствует, и по закону  $w_1(x)$ , если цель есть. Эти законы считаются известными.

Оптимальное управление обзором при обнаружении **одиночной цели**. Рассмотрение методов оптимального управления обзором начнем с простейшего случая обнаружения одиночной цели в зоне поиска, состоящей из  $N$  ячеек. Предполагается, что в зоне поиска либо есть только одна цель, либо нет целей. Если в зоне поиска целей нет, то за время  $\tau$  она может появиться с вероятностью  $p_\tau(i)$  в  $i$ -й ячейке ( $i=1, 2, \dots, N$ ). Если же цель в зоне есть, то вероятность появления новых целей равна нулю. Цель может перемещаться по ячейкам зоны поиска с переходной вероятностью  $p_\tau(i/j)$ . В качестве показателя эффективности при синтезе алгоритма управления **выступает** время (число тактов) от начала наблюдения до **момента** обнаружения цели. Оптимизация алгоритма состоит в минимизации этого **времени**.

Результаты синтеза показывают, что алгоритм оптимального управления обзором ячеек сводится к **формированию** апостериорных вероятностей  $P_t(i)$  наличия цели в ячейках ( $i=1, 2, \dots, N$ ) и выбору для очередного осмотра той ячейки ( $i=v$ ), в которой эта вероятность максимальна, т. е.

$$P_t(v) = \max_{(i)} P_t(i). \quad (5.11)$$

Начальные значения вероятности  $P_0(i)$  при  $t=0$ , если нет достаточных априорных данных, выбираются из условия

равной вероятности нахождения цели в любой ячейке зоны. После очередного наблюдения (осмотра  $v$ -й ячейки) в момент времени  $t_n$  апостериорные вероятности наличия целей в ячейках уточняются по формулам:

для просмотренной ячейки

$$P_{s,t_n}(v) = \frac{P_{s,t_n}(v)w_1(v)}{P_{s,t_n}(v)w_1(v) + \sum_{i \neq v} P_{s,t_n}(i)w_1(i)} \quad (5.12)$$

для остальных ячеек ( $i \neq v$ )

$$P_{s,t_n}(i) = \frac{P_{s,t_n}(i)w_0(x)}{P_{s,t_n}(i)w_0(x) + P_{s,t_n}(v)w_1(x)} \quad (5.13)$$

где  $P_{s,t_n}(v)$  — пересчитанная на момент  $t_n$  апостериорная вероятность наличия цели в  $v$ -й ячейке.

Таким образом, после осмотра  $v$ -й ячейки изменяются вероятности наличия цели как в осмотренной, так и в неосмотренной ячейке, так что повышение вероятности наличия цели в одной ячейке приводит к уменьшению этой вероятности в других ячейках.

Следующее обращение к  $i$ -й ячейке произойдет через интервал времени  $\tau$ . Поэтому при пересчете на момент  $t_n + \tau$  апостериорной вероятности  $P_{s,t_n}(i)$  необходимо учесть вероятность  $p_\tau(i/j)$  перехода цели в другие ячейки, а также вероятность  $p_\tau(i)$  появления новой цели в зоне поиска (если она отсутствует). Пересчет вероятности на момент  $t_n + \tau$  производится по формуле

$$P_{s,t_n+\tau}(i) = \left[ 1 - \sum_{j=1}^N P_{s,t_n}(j) \right] p_\tau(i) + \sum_{j=1}^N p_\tau(i/j) P_{s,t_n}(j). \quad (5.14)$$

Рассматриваемый алгоритм функционирует так, что луч антенны в конце обзора будет направлен в ячейку с максимальной апостериорной вероятностью наличия цели и не сможет переключиться на обзор других ячеек. Остановка наблюдения производится по достижении заданной (пороговой) апостериорной вероятности.

Оптимальное управление обзором при обнаружении неизвестного числа целей. В качестве модели обстановки в зоне обзора рассматривается некоррелированный поток целей, которые появляются и перемещаются в зоне обзора (из ячейки в ячейку) независимо друг от друга. Вероятность наличия в каждой ячейке более одной цели прини-

мается равной нулю, что соответствует модели разреженного потока. Как и прежде, вероятность появления в  $i$ -й ячейке новой цели за время  $\tau$  равна  $p_{\tau}(i)$ , а перемещение целей из ячейки в ячейку описывается переходной вероятностью  $p_{\tau}(i/j)$ .

Процедура оптимального обзора также состоит в выборе для осмотра на очередном шаге той ячейки, в которой апостериорная вероятность наличия одной из целей максимальна. Однако здесь существенную роль приобретает тот факт, что в зоне не одна, а несколько целей, поэтому необходимо обеспечить режим последовательного обращения к различным ячейкам, в том числе и к ячейкам с малой вероятностью наличия в них целей. В соответствии с этим последовательность операций алгоритма следующая:

1. В начале обзора, когда апостериорные вероятности наличия целей в ячейках малы, для осмотра выбирается ячейка  $v$  с максимальной вероятностью  $P_i(v) = \max P_i(i)$ .

2. Если в результате очередных осмотров вероятность  $Y_i(v)$  непрерывно увеличивается, то осмотр  $v$ -й ячейки продолжается до тех пор, пока эта вероятность не достигнет порога  $C_1$ , выбираемого исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения, после чего принимается решение о наличии цели в данной ячейке и ее дальнейший осмотр прерывается.

3. Устройство обзора переключается на одну из неосмотренных ячеек с максимальной вероятностью  $P_i(i)$ , при этом, если после очередного осмотра апостериорная вероятность наличия цели в этой ячейке уменьшается, необходимо снова выбрать ячейку с максимальным  $P_i(i)$  и обратиться к ней.

4. Осмотр ячейки, апостериорная вероятность наличия цели в которой уменьшается, продолжается до тех пор, пока эта вероятность не станет меньше порога  $C_2$  выбираемого исходя из допустимого числа шагов, затрачиваемых на осмотр «пустых» ячеек.

5. Ячейка, в которой обнаружена цель, включается в состав претендентов на осмотр, после того как (вследствие движения цели) вероятность наличия цели в ней станет меньше порога  $C_1$ .

Таким образом алгоритм обеспечивает последовательное обращение к ячейкам, в том числе и к ячейкам с малой апостериорной вероятностью наличия цели. Рассмотренный алгоритм является оптимальным с точки зрения минимизации числа шагов (периодов зондирования  $T$ ) от

начала наблюдения до момента обнаружения всех целей. В этом случае апостериорные вероятности наличия цели рассчитываются по формулам:

в осматриваемой ячейке  $v$  после очередного зондирования

$$P_{t_n}(v) = \frac{P_{t_n}(v)w_1(x)}{[1 - P_{t_n}(v)]w_0(x) + P_{t_n}(v)w_1(x)}; \quad (5.15)$$

в других (неосматриваемых) ячейках

$$P_{t_n}(i) = P_{t_n}(i), \quad i \neq v. \quad (5.16)$$

Пересчет апостериорной вероятности на момент  $t_n + \tau$  следующего осмотра ячейки с учетом перемещения и появления новых целей производится по формуле

$$P_{t_n + \tau}(i) = \sum_{j=1}^N p_{\tau}(i/j) P_{t_n}(j) + p_{\tau}(i). \quad (5.17)$$

В этих формулах учтена особенность модели обстановки, в соответствии с которой ячейки независимы и изменение апостериорной вероятности наличия цели в одной из них не изменяет ее в других ячейках.

Недостатком рассмотренного подхода к синтезу оптимального алгоритма управления обзором при обнаружении целей является то, что в нем не содержится ограничений на энергетические ресурсы, затрачиваемые\* на обзор. Поэтому целесообразен поиск других подходов к решению задачи оптимизации обзора.

Полезным в этом смысле является критерий, максимизирующий математическое ожидание числа обнаруженных целей за фиксированное время  $T_0$ . Для ячеечной модели зоны обзора

$$M(T_0) = \max \sum_{i=1}^{N_s} P_i(i) P_0(\varphi_i) \quad (5.18)$$

при

$$\sum_{i=1}^{N_s} \varphi_i = E_0, \quad \varphi_i \geq 0,$$

где  $E_0$  — энергия, отводимая на обзор;  $N_s$  — число ячеек в зоне;  $P_i(i)$  — априорная вероятность наличия цели в  $i$ -й ячейке;  $\varphi_i$  — поисковое усилие, затрачиваемое на осмотр  $i$ -й ячейки;  $P_0(\varphi_i)$  — вероятность обнаружения цели в  $i$ -й ячейке при условии, что затрачено поисковое усилие  $\varphi_i$ .

Критерий (5.18) позволяет найти оптимальное распределение ограниченных энергетических ресурсов по ячейкам, но ничего не говорит об оптимальной последовательности осмотра ячеек. Естественным является рассмотрение возможности объединения (комбинирования) критериев (5.11) и (5.18) с целью формирования условий минимизации времени обнаружения всех целей при ограниченных энергетических ресурсах, выделенных на обзор. В этом случае задача оптимального управления обзором должна решаться в два этапа:

решая задачу (5.18), найти оптимальное распределение выделенных на обзор энергетических ресурсов, выраженных, например, числом зондирований подряд каждой ячейки;

используя критерий (5.11) и результаты распределения энергии по ячейкам, определить оптимальную последовательность осмотра ячеек. При этом можно воспользоваться известным из теории массового обслуживания правилом оптимального обслуживания заявок в порядке убывания отношения  $P_i(i)/n_i$ , где  $n_i$  — число зондирований, выделенных на просмотр  $i$ -го направления. Последовательность рассуждений при разработке алгоритма управления следующая.

1. Пусть имеются предварительные (априорные) данные о вероятностях  $P_{t_n}(i)$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) наличия целей в каждой ячейке на момент времени  $t_n$ .

2. Пусть энергетические ресурсы на обзор заданы числом  $n_0$  зондирований при постоянном периоде повторений зондирующих сигналов  $T$ .

3. При заданных для каждой ячейки максимальной дальности  $r_{\max i}$  и эффективной отражающей поверхности цели  $\sigma_{\pi i}$  (импульсная мощность  $P_{\pi i}$  и длительность сигнала  $\tau_c$  известны) находятся:  $E_{c i}$  — энергия принимаемого сигнала при однократном зондировании;  $\mathcal{N}_{\pi i}$  — суммарная спектральная плотность мощности помех;  $q_i^2 = 2E_{c i}/\mathcal{N}_{\pi i} T$  — энергетическое отношение сигнал-помеха при зондировании одиночным импульсом  $q_{n_i}^2 = n_i q_i^2$  — энергетическое отношение сигнал-помеха при зондировании  $n_i$  сигналами.

4. Предполагается, например, что в процессе осмотра  $i$ -й ячейки принимается некогерентная прямоугольная пачка с независимо флюктуирующими по закону Рэлея радиопульсами при квадратичном детектировании. В этом случае условные вероятности ложного и правильного обнаружения пачки из  $n_i$  сигналов определяются выраже-

ниями [3]

$$P_{\text{ло}}(n_i) = \frac{1}{2^{n_i} (n_i - 1)!} \int_{x_{\text{пор}}}^{\infty} x_i^{n_i-1} \exp\left(-\frac{x_i}{2}\right) dx_i; \quad (5.19)$$

$$P_o(n_i) = \frac{1}{2^{n_i} (n_i - 1)!} \int_{\frac{x_{\text{пор}}}{1+q_i^2/2}}^{\infty} x_i^{n_i-1} \exp\left(-\frac{x_i}{2}\right) dx_i, \quad (5.20)$$

где  $x_i$  — сумма нормированных напряжений шума (сигнала с шумом) на выходе квадратичного детектора;  $x_{\text{пор}}$  — нормированный порог, устанавливаемый исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения.

5. Решается задача оптимального распределения по ячейкам энергетических затрат на обзор путем назначения числа импульсов  $n_i$  для зондирования каждой ячейки:

$$M\{n_o\} = \max_{(n_i)} \prod_{i=1}^N P_i(i) P_o(n_i), \quad \sum_{i=1}^N n_i = n_o.$$

В результате получаем набор пачек сигналов  $n_1, n_2, \dots, \dots, n_N$  для осмотра всех ячеек.

6. Составляются отношения  $P_i(i)/n_i$  и производится их упорядочение в порядке убывания. После этого можно приступить к последовательному (по порядковым номерам отношений  $P_i(i)/n_i$ ) просмотру ячеек.

Таким образом, принципиально имеется возможность разработать и реализовать оптимальный алгоритм управления обзором в процессе обнаружения целей. Однако практическая реализация таких алгоритмов связана с непреодолимыми трудностями как методического, так и вычислительного характера. К ним относятся:

1. Рассматриваемая ячеечная модель зоны обзора неприемлема в радиолокации. Необходимо по крайней мере перейти к модели с дискретным набором направлений зондирования. При этом либо надо полностью отказаться от ячеечной модели либо представлять каждое направление зондирования совокупностью одновременно просматриваемых ячеек. И тот и другой подход обсуждались в [3], однако они сложны для практического применения.

2. Принципиальные трудности вызывает также получение сведений об априорных вероятностях наличия целей в ячейках и расчет их по результатам зондирования ячеек. Дело в том, что пересчет апостериорных вероятностей после каждого зондирования ячейки сложен и, главное, не согласован с рассмотренными в предыдущем параграфе методами выбора параметров зондирующих сигналов и настройки средств их обработки. Например, совершенно непонятно, как в этом случае управлять включением средств защиты от пассивных помех и др.

3. Предварительный расчет пачек для зондирования каждой ячейки по критерию (5.18) чрезвычайно сложен и неприемлем при обработке в реальном масштабе времени. Кроме того, необходимо знать априорные вероятности наличия целей в ячейках (направлениях).

В связи с изложенными соображениями на практике при проектировании системы управления обработкой информации и функционирования РЛК исходят, как правило, из упрощенных предположений о пространстве поиска и распределении целей в этом пространстве. Предполагается, во-первых, что пространство поиска состоит из однородных зон поиска, в которых целевая обстановка однотипна. Интенсивность потока целей в каждой зоне можно оценить априори, исходя из назначения системы (РЛК) и условий ее применения. Вероятности наличия целей в каждом направлении выбранной зоны обзора считаются одинаковыми, области помехи предполагаются локализованными. Поэтому нет преимущественных направлений поиска и обзор зоны производится последовательно и равномерно с периодом  $T_c$ . Задача управления обзором в этом случае состоит в оптимизации периодов обзора зон, например, по критериям минимизации среднего времени, прошедшего от влета цели в зону до ее обнаружения при ограничениях на энергию, выделяемую на обнаружение новых целей. Один из возможных вариантов такого алгоритма мы рассмотрим ниже.

Пример алгоритма управления обзором в РЛК обнаружения и сопровождения воздушных целей. Рассмотрим в качестве примера вариант организации управления обзором в РЛК, в котором энергетические ресурсы должны распределяться между реализуемыми раздельно режимами обнаружения и сопровождения целей в соответствии со складывающейся целевой и помеховой обстановкой. Сначала будут изложены общие соображения по построению алгоритма управления обзором, а затем описана схема соответствующего алгоритма.

Прежде всего отметим, что в рассматриваемом двухрежимном РЛК (и вообще в многорежимных) доля энергии, затрачиваемой на обзор, является переменной величиной, зависящей от числа находящихся

ся на **сопровождении** целей. Например, з **начальный после** включения **период** работы РЛК, когда на сопровождении еще нет целей, вся энергия РЛК расходуется на поиск новых **целей** в пространстве обзора. По мере появления и увеличения числа целей, **находящихся** на **сопровождении**, доля энергии, затрачиваемой на обзор, уменьшается, **принчем** вследствие **приоритета** режима сопровождения над режимом обнаружения она может быть близкой к нулю. В **стационарном** режиме работы число **сопровождаемых** целей также колеблется в широких пределах.

Энергетические затраты при зондировании **каждого направления** в режиме обзора зависят от **характеристик** целей и помех, а также от принятого алгоритма обработки сигналов в этом режиме. Как уже отмечалось, **минимальные** затраты энергии на зондирование **направлений** можно получить, применяя алгоритмы **последовательного** анализа и **ступенчатые** (**двухэтапные**, например) алгоритмы обнаружения сигналов (см. гл. 2). **Д соответствии** с рассматриваемым в этой главе подходом к организации управления число зондирований **направления** при обзоре устанавливается на каждом шаге (при переходе к каждому новому **направлению**) на основе анализа помеховой обстановки и с учетом **заданной** вероятности обнаружения цели с известной **эффективной отражающей поверхностью** на дальней границе зоны обзора. Таким образом, в нашем случае **число зондирований направлений** в режиме обзора не является регулируемым **параметром**.

В реальных условиях работы трудно подсчитать вероятности **наличия** целей в каждом **направлении пространства** обзора. Однако для четко определенных зон этого **пространства** на основе априорного анализа **тенденций функционирования** целей при выполнении своих задач **можно подсчитать** характеристики потока **целей**, пересекающих границу каждой зоны, а **следовательно**, и вероятности пересечения целями этих границ. При этом вероятности **входа** целей в соответствующую зону с **любого** направления, естественно, должны считаться **одинаковыми**.

Дальние границы зон обзора **соответствуют** **максимальным** дальностям обнаружения целей с характерными для каждой зоны и **примерно одинаковыми** **эффективными отражающими** поверхностями. С учетом изложенного и в соответствии с общими принципами оптимального управления обзор зон должен осуществляться **последовательно** и **равномерно**, а в качестве управляемого параметра должен быть выбран период повторения обзора каждой зоны.

Обычно зоны имеют **неодинаковые** приоритеты в обслуживании. Приоритеты связаны с важностью целей, а также с периодичностью **обзора** и затратами на обзор. В частности, высший приоритет может быть присвоен  $i$ -й зоне, для которой выполняется условие  $i_{0i}/T_{0i} \rightarrow \min$ , где  $i_{0i}$  — **среднее** время, затрачиваемое на обзор  $i$ -й зоны;  $T_{0i}$  — **период** обзора  $i$ -й зоны, т. е. для которой относительные затраты энергии на обзор минимальны. Приоритеты других зон уменьшаются в **порядке** **увеличения относительных** затрат энергии на обзор.

В пространстве **обзора** должна быть предусмотрена буферная (**неприоритетная**) зона, в которой сводится баланс энергии, **предназначенной** на **поиск** целей. В буферной зоне не устанавливается жесткий **период обзора**, а **задается** лишь ограничение сверху на **допустимый период**  $T_{0\delta} < T_0^*$ , исходя, например, из условия обеспечения заявки новых траекторий по отметкам от целей, обнаруженных в этой зоне. Из качества **единственной** управляемой величины в этом случае **выступает** дальность  $r_{\delta}$ , до **внешней** границы буферной зоны, соответствующей балансу **отводимой** и затрачиваемой (с учетом **приоритетных зон**)

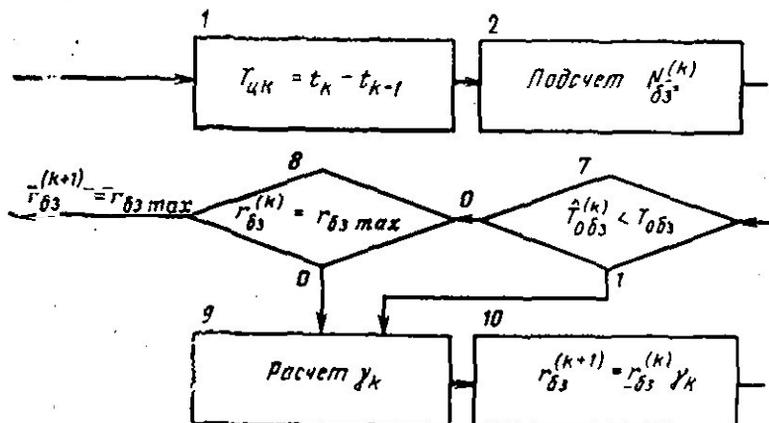


Рис. 5.5

энергии на поиск целей. Управление дальностью  $r_{обз}$  является, таким образом, операцией, замыкающей систему управления обзором. Приведенные рассуждения позволяют сформулировать задачу оптимального управления обзором следующим образом:

**критерий оптимальности**

$$Y_{opt} = \max_{(r_{обз})} r_{обз}; \quad (5.21)$$

ограничения

$$T_{обз} \leq T_{обз}^*, \quad r_{обз} \min \leq r_{обз} \leq r_{обз} \max.$$

В соответствии с изложенными общими соображениями на рис. 5.5 приведена схема алгоритма управления обзором.

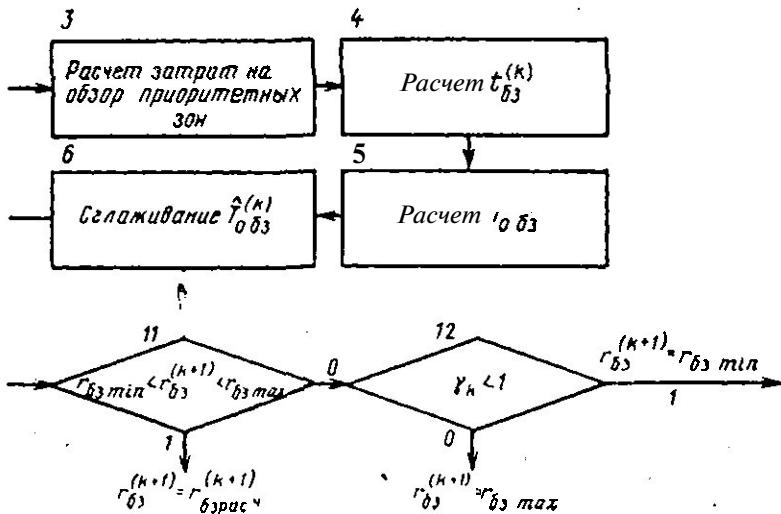
Алгоритм функционирует периодически в соответствии с установленным циклом управления. В качестве цикла управления (т. е. интервала времени между выдаваемыми командами управления) выбирается интервал, кратный периоду обзора  $T_{обз}$  наиболее приоритетной зоны. Периоды обзора других приоритетных зон также кратны этому периоду.

Функционирование алгоритма начинается с прямого подсчета числа  $N_{обз}^{(k)}$  направлений, просмотренных в буферных зонах за время  $k$ -го цикла управления  $T_{цк} = t_k - t_{k-1}$  (блоки 1, 2). Затем рассчитываются временные затраты на обзор приоритетных зон (блок 3) по формуле

$$t_{обз}^{(k)} = \sum_{j=1}^v t_{обзj}^{(k)},$$

где  $v$  — число приоритетных зон;  $t_{обзj}^{(k)} = \sum_{s=1}^n n_{js}^{(k)} T_j$  — время, затраченное

на просмотр  $j$ -й приоритетной зоны в  $k$ -м цикле  $T_{цк}$ ;  $n_j$  — число про-



смотров  $j$ -й зоны за время  $T_{цк}$ ;  $n_{jz}^{(k)}$  — число зондирования при  $5$ -м просмотре  $j$ -й зоны в  $k$ -м цикле управления;  $T_j$  — период посылок зондирующих сигналов при обзоре  $j$ -й зоны.

В блоке 4 алгоритма рассчитывается время (ресурс), затраченное на обзор буферной зоны в  $k$ -м цикле управления  $t_{бз}^{(k)} = T_{цк} - t_{\Sigma}^{(k)}$ , а в блоке 5 — период обзора (предполагаемый) буферной зоны по данным этого цикла:  $T_{обз}^{(k)} = (N_{бз}/N_{бз}^{(k)}) t_{бз}^{(k)}$ ,  $t_{бз}^{(k)}$  — число направлений обзора в буферной зоне. В дальнейшем рассчитанный период обзора подвергается сглаживанию по совокупности нескольких циклов управления (блок 6). При этом в первом приближении можно предположить, что на небольшом интервале наблюдения период обзора изменяется медленно, так что для сглаживания можно применить формулу экспоненциального сглаживания в простейшем виде [21]  $\hat{T}_{обз}^{(k)} = (1 - \xi) T_{обз}^{(k)} + \xi \hat{T}_{обз}^{(k-1)}$ , где  $\xi$  — постоянная величина, имеющая смысл коэффициента сглаживания и выбираемая в пределах  $(0 < \xi < 1)$ .

В дальнейшем период обзора  $\hat{T}_{обз}^{(k)}$  сравнивается с допустимым (блок 7) и, если проверяемое неравенство выполняется, организуется проверка (блок 8), не была ли дальность буферной зоны в текущем обзоре равна максимальной  $r_{бз}^{(k)} \text{ max}$ . Если да, то в алгоритм управления функционированием РЛК выдается установка на следующий цикл:

$$r_{бз}^{(k+1)} = r_{бз}^{(k)} \text{ max}$$

Если  $T_{обз}^{(k)} > T_{обз}$ , то в блоке 9 рассчитывается коэффициент  $\gamma_k$  изменения дальности  $r_{бз}^{(k+1)}$  для обеспечения выполнения ограничения на длительность периода обзора. Этот коэффициент зависит от предыдущей дальности  $r_{бз}^{(k)}$  и абсолютного значения отклонения периода обзора  $\hat{T}_{обз}^{(k)}$

от допустимого  $T_{0\delta_3}^*$ , т. е.  $\gamma_k = f(r_{\delta_3}^{(k)}, \Delta T_{0\delta_3}^{(k)})$ . В этом случае дальность  $r_{\delta_3}^{(k+1)}$  вычисляется по формуле  $r_{\delta_3}^{(k+1)} = r_{\delta_3}^{(k)} \cdot \gamma_k$  (блок 10).

Изменение дальности  $r_{\delta_3}^{(k+1)}$  по сравнению с  $r_{\delta_3}^{(k)}$  производится и в том случае, если ограничение на период обзора выполняется, а дальность  $r_{\delta_3}^{(k)}$  не равна максимальной. И в этом случае сначала рассчитывается  $\gamma_k$ , а затем уточняется дальность  $r_{\delta_3}^{(k+1)}$  по приведенной выше формуле.

Очевидно, что в первом из рассмотренных вариантов, когда не удовлетворяются ограничения на период обзора,  $\gamma_k < 1$ , а во втором, когда не выполняется критерий оптимизации,  $\gamma_k > 1$ .

Далее во всех случаях проверяется двойное ограничение на дальность рассчитанной границы буферной зоны, и если эти ограничения выполняются, выдается рассчитанная дальность  $r_{\delta_3}^{(k+1)}$  (блок 11), а если нет, проверяется неравенство  $\gamma_k < 1$  (блок 12), при выполнении которого выдается  $r_{\delta_3}^{(k+1)} = r_{\delta_3 \text{ мин}}$ , а при невыполнении —  $r_{\delta_3}^{(k+1)} = r_{\delta_3 \text{ max}}$ . На этом цикл работы алгоритма заканчивается.

Подчеркнем еще раз, что приведенный пример это один из возможных вариантов алгоритма упреждения обзором, подлежащих анализу и сравнению с другими вариантами в процессе проектирования системы управления РЛК.

#### 5.4. Управление ресурсами в режиме сопровождения целей

Постановка задач управления. Режим сопровождения целей можно условно разделить на два этапа. На первом — этапе предварительного сопровождения, начинающемся сразу после обнаружения новой траектории, необходимо за предельно короткий промежуток времени уточнить параметры траектории цели до уровня, позволяющего оценить ее важность (опасность), т. е. определить характеристики ее движения относительно обороняемого объекта, обслуживаемого аэродрома посадки или других контролируемых ориентиров. Кроме того, по полученной траекторной и сигнальной информации старается определить прогнозируемый рубеж (аэродром) обслуживания цели. Требуемая точность выдаваемой информации по цели для оценки ее важности зависит от типа цели и назначения системы. Для сокращения времени, затрачиваемого на оценку важности цели, темп локации на этом этапе выбирается переменным и как можно более высоким.

Второй этап — этап стационарного сопровождения — начинается после оценки важности цели и принятия реше-

ния о месте (**аэродроме** посадки, рубеже и т. д.) ее обслуживания. Так как качественное обслуживание цели возможно только при достижении заданной точности оценки ее параметров на рубеже обслуживания, задача второго этапа состоит в накоплении в установившемся режиме **сопровождения** информации о параметрах движения цели и экстраполяции этой информации на моменты **времени** ее использования.

Точность оценки параметров траектории цели зависит от точности одиночных измерений ее координат и числа наблюдений. **Существенным** является и выбор алгоритма фильтрации. В **общем** случае задача **состоит** в получении **заданной** точности при минимальном расходе энергии и минимальной нагрузке на **вычислительную** систему. Естественно, эти требования являются **противоречивыми**, так как повышение точности и надежности сопровождения реальных целей возможно **либо** при **существенном усложнении** алгоритма фильтрации (применение, например, адаптивных **алгоритмов**), что связано с увеличением загрузки **вычислительного** комплекса, **либо** при **увеличении** частоты измерения координат (увеличении числа наблюдений), что связано с увеличением расхода **энергетических ресурсов РЛС**.

В **процессе** проектирования цифровых систем обработки, чтобы сократить загрузку вычислительных средств, иногда прибегают к упрощению **алгоритмов** фильтрации (и других алгоритмов). Однако такое упрощение приводит к неизбежному увеличению расхода энергетических ресурсов РЛС на каждую сопровождаемую **цель**, т. е. к уменьшению пропускной способности системы «РЛС — цифровой вычислительный **комплекс**» по числу сопровождаемых целей. Очевидно, что упрощение алгоритмов обработки имеет смысл, если возникающая при этом дополнительная нагрузка на РЛС невелика и допустима по системным соображениям.

Возвратимся теперь снова к задаче обеспечения требуемой точности выдаваемой информации на рубеже ее использования и обсудим кратко, что должно быть взято в качестве меры этой точности, т. е. в качестве показателя качества решения задачи сопровождения на рассматриваемом этапе. Как известно, точность сопровождения траектории характеризуется корреляционной матрицей ошибок ее параметров. Однако **корреляционная** матрица в силу многомерности не может быть использована в качестве единой меры точности выдаваемой информации на рубеже

ее использования. Для этого необходимо выбрать какой-либо скалярный показатель, по возможности наиболее полно учитывающий всю информацию, содержащуюся в корреляционной матрице ошибок **оценки**. Такими показателями могут быть:

1. Определитель диагонализированной (факторизованной) корреляционной матрицы ошибок

$$\det \Psi_{n\phi} = |\Psi_{n\phi}| = \prod_{l=1}^s \sigma_{ln}^2, \quad (5.22)$$

где  $\sigma_{ln}^2$  — дисперсия ошибки оценки  $l$ -го параметра на  $n$ -м шаге фильтрации. Для факторизованной корреляционной матрицы диагональные элементы  $\sigma_{ln}^2$  равны квадратам длин главных полуосей соответствующего единичного эллипсоида ошибок. Поэтому показатель (5.22) характеризует объем эллипсоида ошибок. Если эллипсоид ошибок сильно вытянут, определитель (5.22) может быть мал, даже если дисперсия по одной из главных осей недопустимо велика. В этом состоит недостаток рассматриваемого показателя.

2. След корреляционной матрицы ошибок

$$\text{tr } \Psi_{n\phi} = \sum_{l=1}^s \sigma_{ln}^2. \quad (5.23)$$

При этом высокая точность оценки по одним параметрам уже не оказывает решающего влияния на численное значение показателя в целом и не «скрадывает» влияния плохих оценок по одной или нескольким координатам.

3. Наибольшее из собственных чисел корреляционной матрицы ошибок

$$\max_{(l)} \lambda_{ln} = \max_{(l)} \sigma_{ln}^2, \quad l = 1, 2, \dots, s. \quad (5.24)$$

Этот показатель определяет некоторую «сферическую» оценку размеров эллипсоида ошибок, так как  $\max_{(l)} \sigma_{ln}^2$  равен квадрату радиуса шара, в который вписывается единственный эллипсоид ошибок.

Пример алгоритма управления в режиме сопровождения целей. В соответствии с принятыми исходными предпосылками обработка информации о цели в режиме сопровождения начинается после принятия решения об обнаружении новой траектории. В этом режиме сначала производится предварительное накопление информации и уточнение параметров для решения **задачи** классификации **целей** по важности, а затем (на втором этапе) для целей, числовая мера **важности** которых

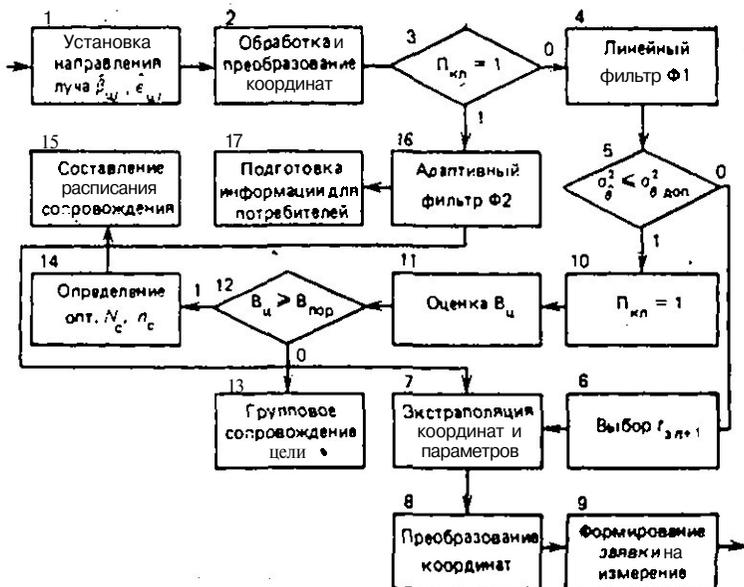


Рис. 5.6

превышает установленный порог, организуется этап индивидуального сопровождения.

Упрощенная логическая схема алгоритма обработки информации в режиме сопровождения с необходимыми элементами управления по критерию минимизации энергетических и вычислительных ресурсов приведена на рис. 5.6.

По командам алгоритма управления режимами в установленный во временной диаграмме момент времени  $t_{эп}$  луч антенны ориентируется в направлении  $\beta_{ц}, \epsilon_{ц}$  ожидаемого положения  $j$ -й цели с одновременным стробированием по дальности (блок 1). В процессе обработки информации, принимаемой в пределах строба, выделяется (селектируется) отметка, принадлежащая сопровождаемой траектории, после чего координаты этой отметки пересчитываются в прямоугольную систему координат (блок 2). Далее проверяется значение признака классификации (блок 3). Если  $P_{кл} = 1$ , то цель сопровождается в установленном режиме. Если  $P_{кл} = 0$ , то имеет место переходный режим. В последнем случае производится уточнение параметров траектории линейным фильтром  $\Phi_1$  (блок 4), после чего проверяется дисперсия (или какой-либо обобщенный показатель точности) оценки параметров траектории на удовлетворение условию достаточности для решения задачи оценки важности цели (блок 5). Если точность недостаточна, назначается момент следующего зондирования  $t_{эп+1} = t_{эп} + T_{обз}$ , где  $T_{обз}$  — период обновления информации на этапе предварительного сопровождения (блок 6). Далее рассчитываются экстраполированные значения параметров на момент  $t_{эп+1}$  (блок 7), производится пересчет этих параметров в систему координат РЛС (блок 8) и формирование заявки на новое измерение (блок 9).

Если достигнута достаточная для классификации **точность**, то, **во-первых**, присваивается  $P_{кд} = 1$  (блок 10), а затем оценивается тактическая **важность цели** (блок 11). Простейшими признаками для оценки являются **скорость и направление движения цели**. Важность цели  $V_d$  оценивается **какой-либо количественной мерой**, после чего эта мера сравнивается с порогом  $V_{пор}$  (блок 12). Если  $V_d < V_{пор}$ , то цель передается в **систему группового** (по данным периодического обзора **пространства**) сопровождения (блок 13). Если же  $V_d \geq V_{пор}$ , то цель является важной и организуется ее индивидуальное сопровождение. Для этого сначала решается оптимизационная задача определения числа  $N_c$  зондирований каждого направления (объема пачки) и числа  $N_0$  точек локации на траектории цели от момента ее передачи на индивидуальное сопровождение до момента достижения рубежа обслуживания (блок 14). Выбор оптимальных  $N_0$  и  $N_c$  в общем случае производится по критерию минимизации расхода энергетических ресурсов РЛС с учетом установленных при формулировке задачи ограничений. Результаты расчета, **содержащие** период обновления информации и число зондирований а каждой точке локации, записываются в соответствующие блоки алгоритма и используются для **составления** расписания режимов **работы РЛС** (блок 15).

Фильтрацию параметров на этапе индивидуального сопровождения **цели** целесообразно производить с помощью более сложного, чем на предыдущем этапе, алгоритма, например адаптивного алгоритма, описанного в гл. 4. Применение **адаптации** в определенной степени усложняет реализацию фильтра  $\Phi_2$  (блок 16), однако **позволяет** сохранить **постоянным** темп обновления информации о траектории маневрирующей цели при приемлемых значениях **динамических** ошибок сглаживания. Информация о параметрах сопровождаемой траектории с выхода адаптивного фильтра  $\Phi_2$  **поступает** в систему отображения, потребителям (блок 17) и для **управления** антенной (блок 7 и далее).

Таким образом, в рассмотренном примере **непосредственное** управление сопровождением важных целей сводится к составлению рациональную расписания **измерений** по каждой выбранной цели исходя из минимизации расхода энергетических ресурсов РЛС. При **этом** предполагается, что вычислительные ресурсы **системы** позволяют реализовать такое управление. Если же рассматривать задачу в более **общем** плане, то используются **следующие** меры ограничения расхода энергетических и вычислительных ресурсов:

**применение** двух режимов сопровождения режима индивидуального сопровождения для важных целей и режима группового сопровождения (не требующего **дополнительного** расхода энергии) для целей с важностью ниже пороговой;

**применение** на этапе предварительного сопровождения линейного сглаживающего фильтра, что экономит **вычислительные ресурсы**;

минимизация затрат энергетических ресурсов, необходимых для достижения заданной точности на рубеже **выдачи** информации по важным целям,

В заключение сделаем два замечания, которые будут полезны при разработке конкретных алгоритмов сопровождения.

1. В **двухрежимной** системе, подобной рассмотренной, **процесс** сопровождения целей целесообразно организовать так, чтобы в режиме группового сопровождения обрабатывались все цели (независимо от их важности), а важные цели — **еще** и в режиме индивидуального сопровождения. В этом случае упрощается организация управления обработкой **и**, кроме того, повышается надежность сопровождения важных

целей. Однако при этом увеличивается нагрузка вычислительных средств.

2. По достижении заданной точности важные цели передаются в систему непосредственного обслуживания. Однако эти цели не могут быть сброшены с сопровождения, а должны наблюдаться и сопровождаться по крайней мере до тех пор, пока не поступит информация об их полном обслуживании или они выйдут из зоны обзора. Темп обновления информации по цели на этом заключительном этапе сопровождения должен быть таким, чтобы поддерживать точностные характеристики выходных параметров на заданном уровне или обеспечивать ее устойчивое (без сбоев) сопровождение.

Управление расходом энергетических ресурсов при выравнивании точности к заданному рубежу. Управление режимом сопровождения при прочих равных условиях оптимизируется по критерию минимизации затрат энергетических ресурсов на доведение точности оценки параметров каждой цели до заданных значений на рубеже выдачи информации потребителям. При этом в качестве управляемых параметров могут быть взяты: длительность зондирующих сигналов  $\tau_0$ , период посылки зондирующих сигналов  $T$ , ширина ДН передающей и приемной антенн, объем пачки зондирующих сигналов  $N_c$  в каждой точке локации цели, число точек локации  $N_{лj}$  на измерительном участке траектории. На практике стараются уменьшить число управляемых параметров и в качестве таковых выбирают: объем пачки  $N_c$  зондирующих сигналов в процессе однократного измерения координат, число  $N_{лj}$  измерений (обновлений) координат каждой траектории до достижения заданной точности. В этом случае задача управления режимом сопровождения сводится к составлению оптимального расписания работы РЛС по каждой цели с учетом множества сопровождаемых целей, а сам процесс управления состоит в выдаче команд, содержащих: моменты измерения координат  $t_{лj}$  каждой  $j$ -й цели ( $j=1, 2, \dots, M_{ц}$ ), длительность зондирования  $N_{сij}$   $j$ -й цели в  $i$ -м сеансе измерения ( $i=1, 2, \dots, N_{лj}$ ).

Решение поставленной задачи оптимального управления сопровождением может быть получено методами математического программирования [18]. Однако эти методы громоздки и не всегда целесообразны, особенно в динамическом режиме работы РЛС.

Рассмотрим простейший (и, следовательно, легкорезализуемый) вариант решения поставленной задачи. Пусть заданы рубежи выдачи информации и требуемые точности выдаваемой информации на рубежах. В качестве меры точности выбирается наибольшая из дисперсий оценки координат цели на своем рубеже. Предполагается, что сопровождения организуются так, что последовательность измерений равноточна и равнодискретна. Требуется для каждой сопровождаемой цели выбрать  $N_{сij}$ ,  $N_{лj}$ , обеспечивающие заданную точность при минимальных затратах энергетических ресурсов РЛС.

В качестве ограничений, непосредственно влияющих на результаты решения поставленной оптимизационной задачи, учтем следующие:

траектория цели на рассматриваемом участке линейная; минимальное число сигналов  $N_{сij \min}$  определяется требованием надежности измерений, т. е. требованием накопления такой величины  $q_{лj}^2 = N_{сij} q_{лj}^2 > q_{пор}^2$ , при которой справедливы формулы, связывающие потенциальную точность измерений с энергетическим отношением сигнал-помеха [42];

период повторения измерений ограничен сверху допустимыми ошибками экстраполяции параметров траектории.

В дальнейшем для примера ограничимся рассмотрением одной угловой координаты при движении цели по кругу с постоянной скоростью. Потенциальная точность измерения в этом случае равна

$$\sigma_{\theta j}^2 = \sigma_{0,5}^2 / \pi q_{1j}^2 N_{cj} \mathcal{L}_n.$$

где  $q_{1j}^2$  — энергетическое отношение сигнал-помеха при приеме одиночного сигнала от  $j$ -й цели;  $\mathcal{L}_n$  — коэффициент, учитывающий потери при накоплении.

При известных характеристиках РЛС целей и помех

$$\sigma_{\theta j}^2 = \text{const} / N_{cj}. \quad (5.25)$$

С другой стороны, при равнодискретных и равноточных измерениях дисперсия ошибки фильтрации координат линейной траектории, определяется по формуле (см. гл. 4).

$$\sigma_{\theta j}^2 = [2(2N_{lj} - 1) / N_{lj}(N_{lj} + 1)] \sigma_{\theta j}^2. \quad (5.26)$$

В рассматриваемом случае должно выполняться условие  $\sigma_{\theta j}^2 \leq \sigma_{\theta j \text{ доп}}^2$ , где  $\sigma_{\theta j \text{ доп}}^2$  — допустимое значение дисперсии ошибок фильтрации на рубеже выдачи информации. С учетом выражений (5.25), (5.26) получим

$$\frac{2(2N_{lj} - 1)}{N_{lj}(N_{lj} + 1)} \frac{1}{N_{cj}} \leq \sigma_{\theta j \text{ доп}}^2$$

Таким образом, имеем уравнение, связывающее искомые параметры  $N_{cj}$  и  $N_{lj}$ . Если зафиксировать один из них, то из (5.27) можно получить другой и подсчитать затраты энергии.

В качестве меры затрат энергии на сопровождение  $j$ -й цели естественно выбрать величину  $R_j = N_{cj} N_{lj}$ . Тогда задача оптимального

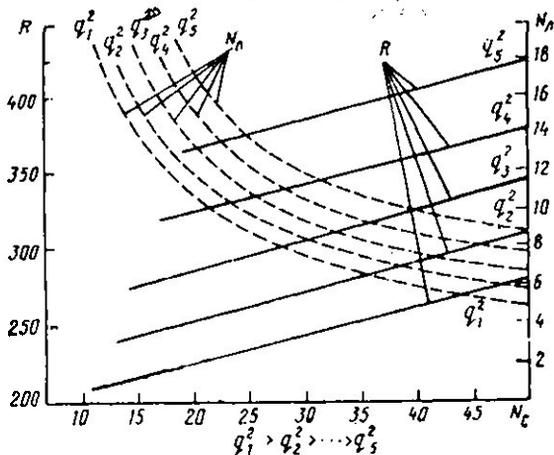


Рис. 5.7

управления сводится к выбору пары  $(N_{сj}^*, N_{лj}^*)$ , минимизирующей  $R_j$ :

$$R_{j \min} = \min_{\text{доп}} \quad (5.28)$$

Соответствующие расчеты элементарны и могут быть выполнены в реальном масштабе времени работы системы. Результаты расчета приведены на рис. 5.7. Энергетические параметры РЛС условно представлены энергетическим отношением сигнал-помеха при однократном измерении. Как следует из рисунка, в рассматриваемом случае для оптимизации процесса сопровождения необходимо выбрать минимально допустимое число  $N_c$  и вычислять соответствующее  $N_d$ , так как увеличение точности одиночных измерений приводит к увеличению суммарных потерь  $R$ . Таким образом, процесс оптимизации режима сопровождения  $j$ -й цели по рассмотренному критерию в простейшем случае сводится к выполнению двух операций:

исходя из энергетического соотношения сигнал-помеха, рассчитать число зондирующих сигналов  $N_{сj}$  для получения  $\sigma_{сj}^2 \leq \sigma_{сj \text{ доп}}^2$  зная  $\sigma_{сj}$  и  $\sigma_{сj \text{ доп}}$ ; рассчитать  $N_{лj}$  по формуле (5.26).

### 5.5. Распределение энергетических ресурсов РЛС при совмещении режимов поиска и сопровождения целей

При работе РЛС в режиме индивидуального сопровождения важных целей с одновременным обнаружением новых возникает задача оптимального распределения ограниченных энергетических ресурсов РЛС между этими режимами. Критерий оптимальности распределения в данном случае должен учитывать качество обработки в каждом режиме, например максимизация числа сопровождаемых целей с заданными точностными характеристиками на рубежах выдачи информации с одновременным обеспечением обнаружения новых целей с заданной вероятностью на заданном рубеже; обеспечение качественного с точки зрения потребителей сопровождения заданного числа целей с одновременной минимизацией времени обнаружения целей в режиме поиска.

Решение задачи оптимального распределения ограниченных энергетических ресурсов между режимами поиска (обзора) и сопровождения в общем виде отсутствует. В данном параграфе в качестве примера рассмотрен один из возможных инженерных подходов к распределению энергетических ресурсов двухрежимной РЛС с программным управлением лучом ДН антенны.

В простейшем случае, когда в пространстве обзора РЛС не выделяется зон с повышенной априорной вероятностью

появления новых целей, приоритетным режимом считается режим сопровождения и, следовательно, все заявки от этого режима на расходование энергетического ресурса РЛС удовлетворяются в первую очередь. На поиск новых целей затрачивается в этом случае оставшийся после обеспечения режима сопровождения энергетический ресурс. Для этого режима устанавливается ограничение на максимально допустимый период обзора  $T_{o \text{ доп}}$ , например, исходя из условия заданной вероятности уверенного (без пересчитывания траекторий) слежения за целями, обрабатываемыми в режиме группового (с темпом обзора) сопровождения.

Пока целей на сопровождении мало, избыток энергии тратится на сокращение периода обзора зоны поиска и, следовательно, направлен на улучшение условий обнаружения новых целей. По мере увеличения числа сопровождаемых целей расход энергии на сопровождение увеличивается и при определенной целевой обстановке может достичь такого значения, когда остаток энергетического ресурса РЛС, затрачиваемый на поиск, не обеспечивает выполнения неравенства  $T_o \leq T_{o \text{ доп}}$ .

С этого момента начинается процесс ограничения и перераспределения энергии, выделяемой на оба режима. Сначала, например, ограничивается зона поиска новых целей до некоторого допустимого размера, что высвобождает часть энергии и способствует сокращению периода обзора  $T_o$ . Далее, если таким образом остановить рост периода обзора зоны поиска не удастся, приходится снимать с индивидуального сопровождения (переводить в режим группового сопровождения) часть менее важных целей и т. д.

Получим теперь элементарные соотношения, позволяющие сводить баланс энергетики РЛС при двухрежимной работе. Пусть в  $i$ -м обзоре на сопровождении находится  $M_i$  целей. Обозначим  $t_{cij} = N_{cij} T$  энергетический ресурс (выраженный временем зондирования направления), затрачиваемый на однократное измерение координат  $j$ -й ( $j = 1, 2, \dots, M_i$ ) цели в  $i$ -м обзоре, а  $T_{cj}$  — требуемый период обновления информации по  $j$ -й цели. Тогда доля энергетического ресурса РЛС, затрачиваемая на сопровождение всех целей:

$$\Delta E_{ci} = \sum \frac{t_{cij}}{T_{cj}} \quad (5.29)$$

Пусть, далее, число подлежащих просмотру направлений в зоне поиска равно  $N_3$ , а число целей в этой зоне в  $i$ -м обзоре  $M_{3i} \geq M_i$ . Условимся считать, что на каждом направлении поиска находится не более одной цели. Обзор ячеек равномерный. Тогда среднее время, которое надо затратить на просмотр всех направлений в  $i$ -м обзоре, равно

$$\bar{t}_{oi} = (N_3 - M_{3i}) \bar{\tau}_{ш} + M_{3i} \bar{\tau}_c = N_3 \bar{\tau}_{ш} + M_{3i} (\bar{\tau}_c - \bar{\tau}_{ш}), \quad (5.30)$$

где  $\bar{\tau}_{ш}$  — среднее время анализа направления, где нет целей («шумового» направления);  $\bar{\tau}_c$  — среднее время анализа «целевого» направления.

Теперь, исходя из условия  $\Delta E_{oi} = 1 - \Delta E_{ci} = \bar{t}_{oi} / T_{oi}$ , найдем время просмотра зоны поиска в  $i$ -м обзоре:

$$T_{oi} = \bar{t}_{oi} \left( 1 - \sum_{j=1}^{M_i} \frac{t_{cj}}{T_{cj}} \right)^{-1}. \quad (5.31)$$

Если полученное  $T_{oi} \leq T_{o \text{ доп}}$ , то в рассматриваемой системе отсутствует нарушение энергетического баланса и перераспределения энергии на следующем шаге (обзоре) не требуется. Если же неравенство не выполняется, то на следующем обзоре необходимо либо уменьшить зону поиска, либо пересмотреть расписание обслуживания целей в режиме индивидуального сопровождения. Решение этих вопросов лучше поручить вышестоящему звену управления.

Рассмотрим теперь несколько более общий случай задачи распределения ограниченных энергетических ресурсов. Пусть в пространстве поиска выделено несколько приоритетных зон ( $PЗ_1, PЗ_2, \dots, PЗ_i$ ), для которых установлены жесткие периоды обслуживания  $T_{o1}, T_{o2}, \dots, T_{oi}$ , и есть хотя бы одна  $(i+1)$ -я зона, для которой установлено только ограничение на период обзора в виде  $T_{o(i+1)} \leq T_{o \text{ доп}}$ . Сопровождение во всех зонах поиска осуществляется одинаковым образом. В рассматриваемом случае устанавливается, например, следующая дисциплина обслуживания. Сопровождение, как и прежде, обладает высшим (нулевым) приоритетом. Приоритеты зон поиска уменьшаются с увеличением их порядкового номера. Низший приоритет присваивается поиску в  $(i+1)$ -й зоне. Заявки с высшим приоритетом прерывают обслуживание менее приоритетных. В этом случае баланс энергии сводится в первую

очередь за счет  $(l+1)$ -й зоны, однако не исключено участие в этом процессе и более приоритетных зон.

Доля энергетического ресурса РЛС, затрачиваемая на осмотр  $k$ -й приоритетной зоны:

$$\Delta E_{okl} = \bar{t}_{okl} / T_{ok}, \quad (5.32)$$

где  $\bar{t}_{okl}$  — среднее время, затрачиваемое на осмотр приоритетной зоны поиска в  $i$ -м обзоре, вычисляемое аналогично (5.30);  $T_{ok}$  — установленный период осмотра  $k$ -й зоны поиска. Доля энергетического ресурса РЛС, затрачиваемая на осмотр всех приоритетных зон в  $i$ -м обзоре:

$$\Delta E_{oi} = \sum_{k=1}^l \Delta E_{okl}. \quad (5.33)$$

В результате доля энергетического ресурса, остающаяся на осмотр неприоритетной  $(l+1)$ -й зоны, будет равна

$$\Delta E_{oi+1} = 1 - \sum_{k=1}^l \Delta E_{okl} - \Delta E_{ci}. \quad (5.34)$$

В свою очередь,

$$\Delta E_{oi} = \bar{t}_{oi}^{(l+1)} / T_{oi}^{(l+1)},$$

где  $\bar{t}_{oi}^{(l+1)}$  — время, затрачиваемое на осмотр неприоритетной  $(l+1)$ -й зоны в  $i$ -м обзоре;  $T_{oi}^{(l+1)}$  — период  $i$ -го обзора  $(l+1)$ -й зоны. Таким образом, в данном случае период обзора  $T_{oi}^{(l+1)}$  может быть вычислен из соотношения

$$\frac{\bar{t}_{oi}^{(l+1)}}{T_{oi}^{(l+1)}} = 1 - \sum_{k=1}^l \Delta E_{okl} - \Delta E_{ci}. \quad (5.35)$$

При  $T_{oi}^{(l+1)} > T_{o \text{ доп}}$  потребуется перераспределение энергетических ресурсов, причем не только за счет уменьшения числа сопровождаемых целей, но и за счет размеров приоритетных зон поиска.

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

## Глава 6. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЛЕКСНОГО АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА

### 6.1. Способы задания комплексного алгоритма

Комплексным алгоритмом вычислительного процесса **называется** совокупность элементарных алгоритмов по переработке информации на всех этапах и во всех режимах работы РЛК. Возможны также автономные варианты комплексных алгоритмов отдельных этапов обработки, не связанных общими информацией и управлением.

Для построения **комплексного** алгоритма необходимо **иметь** однозначное описание функционирования вычислительной системы при решении целевых задач обработки. Это описание должно включать не только элементарные алгоритмы обработки и управления, но и последовательность их применения, условия, при которых используется каждый элементарный алгоритм, взаимосвязь алгоритмов по входной и выходной информации и др. В наиболее общем виде такое описание может быть сделано на языке логических схем и граф-схем алгоритмов.

Комплексный алгоритм может быть реализован одной ЦВМ, несколькими ЦВМ или многопроцессорной вычислительной системой. При реализации комплексного алгоритма на многомашинной (многопроцессорной) вычислительной системе производится распределение элементарных алгоритмов **по ЦВМ (процессорам)**, с учетом их быстродействия. При этом должно быть осуществлено преобразование комплексного алгоритма к виду, удобному к реализации в параллельных вычислительных системах (распараллеливание комплексного алгоритма).

Способы представления и преобразования алгоритмов являются предметом изучения в теории алгоритмов. В данном параграфе рассматриваются некоторые вопросы этой теории, необходимые в дальнейшем.

Логические и матричные схемы алгоритмов. В теории алгоритмов разрабатываются универсальные способы задания алгоритмов. При этом любой общий способ задания алгоритмов включает объекты двойкой природы: операторы счета и логические операторы (или распознаватели). Операторы счета  $A_1, A_2, \dots, A_k$  — в нашем случае это элементарные алгоритмы обработки информации. Распознаватели  $P_1, P_2, \dots, P_l$  служат для распознавания тех или иных свойств перерабатываемой комплексным алгоритмом информации и для изменения в зависимости от результатов распознавания порядка следования элементарных алгоритмов.

Одним из наиболее известных способов задания алгоритмов независимо от их сложности является логическая или формульно-логическая схема алгоритмов. На логической схеме алгоритма элементарные операторы и распознаватели представляются в виде геометрических фигур (прямоугольников, трапеций, ромбов и т. д.), соединенных стрелками в соответствии с заданным в алгоритме порядком следования операторов счета и распознавателей; внутри фигур записываются названия элементарных операций (алгоритмов). Иногда внутри фигур записываются формулы выполняемых операций и проверяемые логические условия, тогда соответствующая логическая схема алгоритма называется формульно-логической. В предыдущих главах книги широко использовалось представление элементарных алгоритмов логическими и формульно-логическими схемами.

Алгоритм может быть представлен также операторной схемой — выражением, составленным из элементарных операторов счета (алгоритмов), распознавателей и указателей последовательности их выполнения. Кроме того, в операторную схему входят специальные операторы пуска  $A_0$  и остановки  $A_k$ . Например, из операторов счета  $A_1, A_2, A_3, A_4$  и  $A_5$  и распознавателей  $P_1, P_2, P_3$  и  $P_4$  можно составить следующую операторную схему алгоритма:

$$A_0 \overset{3}{\downarrow} A_1 \overset{1}{\uparrow} P_1 \overset{2}{\uparrow} A_2 \overset{1}{\uparrow} P_2 \overset{3}{\uparrow} P_3 \overset{2}{\uparrow} A_3 \overset{4}{\uparrow} P_4 \overset{4}{\uparrow} A_4 \overset{5}{\uparrow} A_5 \quad (6.1)$$

где  $\uparrow$  означает начало стрелки, а  $\downarrow$  ее конец, одинаковыми номерами обозначаются начало и конец одной и той же

стрелки. Работа алгоритма начинается со срабатывания оператора пуска. Порядок работы других блоков операторной схемы следующий. Если последний сработавший блок был оператором счета, то следующим работает очередной по порядку блок. Если же последний сработавший блок был распознавателем, то возможны два случая. Если проверяемое условие выполняется, работает соседний справа блок, если не выполняется, то работает блок, к которому ведет стрелка от распознавателя. Работа алгоритма заканчивается, когда последний сработавший оператор содержит указание о переходе к оператору останова  $A_k$ . Операторные схемы алгоритмов компактны, однако недостаточно наглядны и требуют дополнительных пояснений и расшифровки значений операторов.

Для записи порядка выполнения элементарных алгоритмов в составе комплексного алгоритма применяются матричные схемы алгоритмов, например:

$$\Pi = \begin{matrix} & A_0 & A_1 & \dots & A_n & A_k \\ \begin{matrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_n \end{matrix} & \left\| \begin{matrix} \alpha_{01} & \alpha_{02} & \dots & \alpha_{0n} & \alpha_{0k} \\ \alpha_{11} & \alpha_{12} & \dots & \alpha_{1n} & \alpha_{1k} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \dots & \alpha_{2n} & \alpha_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n1} & \alpha_{n2} & \dots & \alpha_{nn} & \alpha_{nk} \end{matrix} \right\| \end{matrix}, \quad (6.2)$$

где  $\alpha_{ij} = \alpha_{ij}(P_1, P_2, \dots, P_i)$  ( $i=0, 1, 2, \dots, n; j=1, 2, \dots, n, n+1$ ) — логические функции, удовлетворяющие следующему условию: если после выполнения алгоритма  $A_i$  функция  $\alpha_{ij}$  при некотором наборе логических элементов  $P_1, P_2, \dots, P_i$ , принимающих значения  $P_i=1$  или  $P_i=0$ , равна единице, то следующим должен выполняться алгоритм  $A_j$ . Если некоторые функции  $\alpha_{ij} \equiv 1$ , тогда непосредственно за алгоритмом  $A_i$  должен всегда выполняться алгоритм  $A_j$ . Наоборот, если некоторые функции  $\alpha_{ij} \equiv 0$ , то при реализации комплексного алгоритма выполнение элементарного алгоритма  $A_j$  непосредственно после элементарного алгоритма  $A_i$  невозможно.

Для алгоритма, операторная схема которого представлена выражением (6.1), матричная схема имеет вид

$$A = \begin{matrix} & A_1 & A_2 & A_3 & A_4 & A_5 & A_k \\ \begin{matrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \\ A_5 \end{matrix} & \left\| \begin{array}{cccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \bar{P}_1 \bar{P}_2 & P_1 & P.P. & 0 & 0 & 0 \\ P_2 \bar{P}_3 & 0 & P_2 P_3 & \bar{P}_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & P_4 & P_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| \end{matrix} \quad (6.3)$$

Пусть запись  $A_i \rightarrow A_j$  означает, что после выполнения алгоритма  $A_i$  следует выполнять алгоритм  $A_j$ . Тогда запись

$$A_i \rightarrow \alpha_{i1} A_1 + \alpha_{i2} A_2 + \dots + \alpha_{ij} A_j \quad (6.4)$$

означает, что после выполнения алгоритма  $A_i$  возможно выполнение одного из тех алгоритмов, у которых функции  $\alpha_{ij} \neq 0$ . Выражение (6.4) называется формулой перехода для алгоритма  $A_i$ . Такие формулы могут быть составлены для всех элементарных алгоритмов комплексного алгоритма, заданного матричной схемой. Так, для матричной схемы (6.3) получаем следующую систему формул перехода:

$$\begin{aligned} A_0 &\rightarrow A_1, \\ A_1 &\rightarrow \bar{P}_1 \bar{P}_2 A_1 + \bar{P}_1 A_2 + \bar{P}_1 P_3 A_3, \\ A_2 &\rightarrow P_2 \bar{P}_3 A_1 + P_2 P_3 A_3 + \bar{P}_2 A_4, \\ A_3 &\rightarrow A_4, \\ A_4 &\rightarrow P_4 A_5 + \bar{P}_4 A_k, \\ A_5 &\rightarrow A_k. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Матричная схема комплексного алгоритма позволяет построить таблицу, отражающую информационную и управляющую связь между элементарными алгоритмами.

Заменим все элементы матрицы значениями

$$l_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если элемент } \alpha_{ij} \text{ матрицы (6.2) ненулевой,} \\ 0, & \text{если элемент } \alpha_{ij} \text{ матрицы (6.2) нулевой} \end{cases}$$

В результате получим матрицу смежности, которая формально отражает информационную связь между элемен-

тарными алгоритмами. Для алгоритма, представленного матрицей (6.3), матрица смежности имеет вид

$$\begin{array}{c}
 A_0 \\
 A_1 \\
 A_2 \\
 A_3 \\
 A_4 \\
 A_5
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 A_1 \quad A_2 \quad A_3 \quad A_4 \quad A_5 \quad A_6 \\
 \left| \begin{array}{cccccc}
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{array} \right|
 \end{array}
 \quad (6.6)$$

На основании матрицы смежности строится граф-схема комплексного алгоритма вычислительного процесса и производится ее упорядочение.

**Граф-схемы алгоритмов.** Граф-схема алгоритма есть конечный ориентированный граф, удовлетворяющий следующим условиям:

в графе есть два отмеченных узла: входной (соответствующий оператору пуска), из которого выходит только одна стрелка, и выходной (соответствующий оператору останова), из которого не выходит ни одной стрелки;

из каждого узла, отличного от входного или выходного, выходит либо одна стрелка (Л-узел), либо две (Р-узел); стрелки, выходящие из Р-узлов, отмечаются знаками «+» и «-» или цифрами 1 и 0;

каждому Л-узлу однозначно сопоставлен оператор (алгоритм) преобразования информации  $A_i$ , а каждому Р-узлу — логический оператор  $P_i$ . В граф-схемах алгоритмов А-узлы, а также входной и выходной узлы условно изображаются кружками, а Р-узлы — ромбиками.

Граф-схема алгоритма, равносильная (т. е. с той же последовательностью операторов) заданной матричной схеме, строится следующим образом:

1) строятся частные графы (подграфы), равносильные формулам перехода данной матричной схемы;

2) объединяются равносильные ветви подграфов;

3) объединяются одинаковые операторы и окончательно оформляется граф-схема.

Чтобы получить граф-схему с минимальным или близким к нему числом Р-узлов необходимо по заданным формулам перехода построить подграфы также с минимальным числом таких узлов. Число Р-узлов можно уменьшить, объединив равносильные ветви составляющих подграфов.

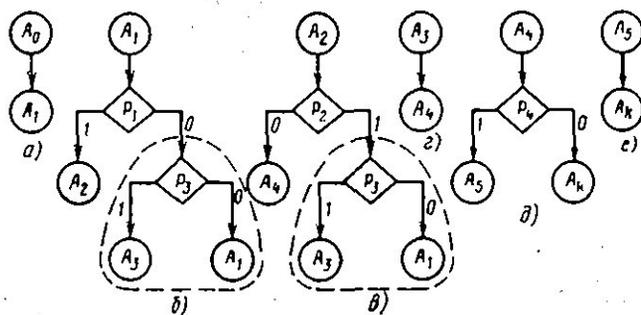


Рис. 6.1

Методику построения и преобразования **граф-схем** алгоритмов проиллюстрируем на примере, взяв в качестве исходной матричную схему алгоритма (6.3). Исходными для построения граф-схемы являются формулы перехода (6.5), по которым сначала должны быть построены подграфы для каждого алгоритма  $A_0, A_1, A_2, \dots, A_5$ .

Построение подграфа начинается с приведения формулы перехода к скобочной форме, содержащей разложение соответствующей логической функции по каждой из входящих в нее переменных. Например, формула перехода для  $A_1$

$$A_1 = \bar{P}_1 P_1 A_1 + P_1 A_2 + \bar{P}_1 P_3 A_3,$$

после приведения записывается в виде

$$A_1 = P_1 A_2 + \bar{P}_1 (P_3 A_3 + \bar{P}_3 A_1).$$

Формула перехода для  $A_2$  после приведения

$$A_2 = P_2 (\bar{P}_3 A_1 + P_3 A_3) + \bar{P}_2 A_4.$$

Другие формулы перехода в выражении (6.5) приведения не требуют. Теперь уже легко построить подграфы каждой операции (рис. 6.1).

Следующим этапом является поиск и объединение равносильных ветвей. В нашем случае **равносильными** являются ветви подграфов, начинающиеся с оператора  $P_3$  (обведенные штриховой линией). После объединения **равносильных** ветвей получим подграф, изображенный на рис. 6.2. Других **равносильных** ветвей в рассматриваемом алгоритме нет. **Наконец**, объединив одинаковые операторы счета, получим окончательную граф-схему алгоритма, равносильную заданной матричной схеме (рис. 6.3).

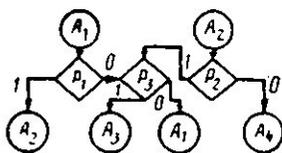


Рис. 6.2

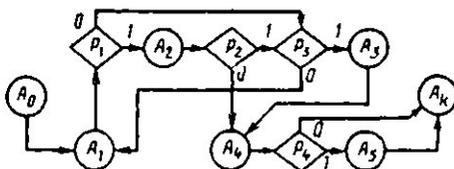


Рис. 6.3

Рассмотренный способ построения граф-схем алгоритмов по заданной матричной схеме позволяет минимизировать число логических операторов алгоритма, а значит, упростить его. Этап минимизации числа операторов является необходимым этапом подготовки алгоритма к машинной реализации.

При анализе свойств и качества алгоритмов, представленных граф-схемами, целесообразно их дальнейшее преобразование с целью объединения элементарных алгоритмов с логическими операторами (попарно или несколько элементарных алгоритмов с одним логическим оператором) в узлы, которые предназначены для реализации более или менее крупных частей комплексного алгоритма. Из каждого такого объединенного узла будут выходить две стрелки: стрелка обозначается знаком «+» или 1, если в результате выполнения операции узла проверяемое условие выполняется, и знаком «-» или 0, если это условие не выполняется. Например, для алгоритма, граф-схема которого приведена на рис. 6.3, можно провести следующее объединение алгоритмов в блоки (входной и выходной узлы ни с чем не объединяются):  $a_1 \sim A_1 P_1$ ,  $a_2 \sim A_2 P_2$ ,  $a_3 \sim P_3$ ,  $a_4 \sim A_4 P_4$ ,  $a_5 \sim A_3 A_4 P_4$ ,  $a_6 = A_5$ . Полученная при этом преобразованная граф-схема алгоритма изображена на рис. 6.4 (здесь и далее узлы обозначены светлыми кружками).

Сравнение преобразованной граф-схемы комплексного алгоритма с рассмотренными ранее графами непрограммируемых автоматов показывает их полную аналогию. Это позволяет в дальнейшем подходить к исследованию алгоритмов, реализуемых с помощью непрограммируемых автоматов, и алгоритмов, реализуемых на универсальных программных автоматах (ЦВМ), с единой точки зрения и с помощью одного и то же математического аппарата.

Применение сетевой модели для представления и анализа комплексных алгоритмов. Основные задачи, которые

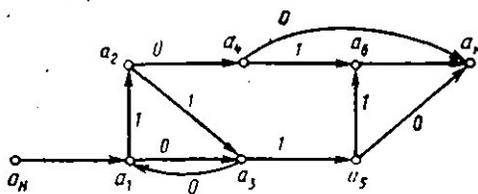


Рис. 6.4

решаются с помощью граф-схем алгоритмов, — определение рациональных способов их представления и выбор вычислительных средств для реализации комплексного алгоритма системы. Короче говоря, ставится задача

оптимальной организации вычислительного процесса, обеспечивающей сокращение времени реализации и в конечном счете работу системы обработки в реальном масштабе времени. Подобные задачи относятся к задачам сетевого планирования и управления [19].

Для построения сетевой модели вычислительного процесса необходимо граф-схему алгоритма преобразовать в сетевой граф, который отвечает следующим дополнительным требованиям: сетевой граф не должен содержать контуров (т. е. таких участков, начальная вершина которого совпадает с конечной) и должен быть установлен строгий порядок предшествования вершин, в соответствии с которым номер вершины  $i$  меньше номера вершины  $j$  ( $i < j$ ), если существует переход от  $a_i$  к  $a_j$ . В дальнейшем будем называть сетевой моделью комплексного алгоритма совокупность (сеть) элементарных алгоритмов, увязанную соответствующим образом для переработки информации в системе и отвечающую указанным выше требованиям. Вершины сети интерпретируются как «работа» соответствующего элементарного алгоритма, выраженная числом приведенных машинных операций, а дуги — как последовательность выполнения работ (алгоритмов). Переходы могут быть детерминированными (запланированными) и случайными. В последующем случае сетевая модель называется стохастической.

Детерминированная сетевая модель не отражает процесса функционирования комплексного алгоритма в системе обработки радиолокационной информации, так как невозможно заранее предусмотреть набор и последовательность реализации элементарных алгоритмов в каждой конкретной ситуации. Поэтому для представления и анализа путей реализации комплексного алгоритма на ЦВМ более подходит стохастическая сетевая модель, в которой переходы в сетевом графе определяются соответствующими

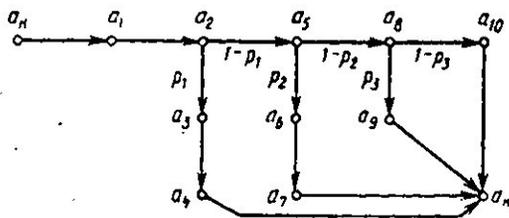


Рис. 6.5

вероятностями переходов, задаваемыми исходя из конкретных условий функционирования системы.

Когда сетевая модель построена, возникает задача оценки времени завершения всех работ, т. е. времени реализации алгоритма на ЦВМ с заданным эффективным быстродействием. Это время не может быть больше суммарной длительности выполнения операций алгоритма, взятой вдоль самого неблагоприятного пути из начальной  $a_n$  в конечную  $a_k$  вершину графа, т. е. вдоль такого пути между этими вершинами, который дает максимальную сумму длительностей операций. Полученный таким образом путь называется критическим.

Критический путь в стохастической модели не может быть представлен в столь явном виде, как в сетевой модели с заданной структурой. Поэтому при анализе стохастических сетевых моделей ставятся задачи получения среднего времени или среднего числа приведенных операций, затрачиваемых на реализацию комплексного алгоритма. Для иллюстрации принципов построения стохастического сетевого графа рассмотрим пример.

Пусть в качестве комплексного рассматривается алгоритм вторичной обработки информации, логическая схема которого приведена на рис. 4.13. Сетевой граф рассматриваемого алгоритма представлен на рис. 6.5. Для его построения не требуется специальных преобразований логической схемы алгоритма.

Работа алгоритма начинается с выбора очередной отметки текущего обзора из буферного запоминающего устройства (\*БЗУ) (алгоритм  $a_n$ ). Далее реализуется алгоритм преобразования координат отметок из полярной системы в прямоугольную ( $a_1$ ). Следующий этап — сравнение координат новой отметки сначала с координатами экстраполированных точек сопровождаемых траекторий ( $a_2$ ).

Если отметка попала в строб выбранной сопровождаемой траектории, то она считается продолжением этой траектории. По координатам новой отметки уточняются параметры обновленной траектории ( $a_3$ ) и производится подготовка информации выдачи потребителю ( $a_4$ ), после чего граф переходит в конечное состояние  $a_k$ . Если отметка не попала в стробы ни одной сопровождаемой траектории, то она передается на проверку принадлежности к обнаруживаемым траекториям ( $a_5$ ). При подтверждении новой отметкой одной из обнаруживаемых траекторий производится уточнение ее параметров ( $a_6$ ) и проверка критерия обнаружения траектории ( $a_7$ ). Если отметка не попала в стробы ни одной обнаруживаемой траектории, то она передается на этап привязки к одиночным отметкам с целью завязки новых траекторий ( $a_8$ ). При попадании отметки в один из стробов первичного захвата производится завязка траектории и определяются начальные значения ее параметров ( $a_9$ ). **Наконец**, если отметка не попала и в существующие стробы начального захвата, она записывается как начальная **точка** новой траектории ( $a_{10}$ ).

Рассматриваемый сетевой граф является несомненно статистическим, и для него необходимо определить вероятности переходов между вершинами.

Обозначим  $p = p_c$  — вероятность события, состоящего в том, что выбранная отметка принадлежит к сопровождаемым траекториям и процесс ее обработки включает алгоритмы  $a_1, a_2, a_3, a_4, a_k$ . Тогда  $q_1 = 1 - p_1$  — вероятность того, что отметка не принадлежит сопровождаемым траекториям и подлежит дальнейшей обработке. Пусть далее  $p_0$  — вероятность того, что отметка принадлежит к обнаруживаемым траекториям. Тогда вероятность того, что обработка отметки завершится реализацией алгоритмов  $a_1, a_2, a_5, a_6, a_7, a_8, a_9$ , равна  $p_2 = (1 - p_c) p_0$ , а вероятность продолжения обработки  $q_2 = (1 - p_c) (1 - p_0)$ . Аналогично получим  $p_3 = 1 - p_c) (1 - p_0) p_{зав}$ , а  $q_3 = (1 - p_c) (1 - p_0) \times (1 - p_{зав})$ , где  $p_{зав}$  — вероятность принадлежности отметки к завязываемым траекториям. Вероятность  $q_3$  характеризует вероятность того, что отметка будет записана в качестве начальной точки новой траектории. Вероятности  $p_c, p_0$  и  $p_{зав}$  зависят от числа сопровождаемых траекторий, обнаруживаемых траекторий и начальных точек новых траекторий, находящихся в процессе обработки. Так, для алгоритма привязки отметок по критерию « $2/m + 1/n - k_T$ » (см. гл. 3) имеем:

среднее число отметок, подлежащих обработке в каждом обзоре:

$$\bar{N}_{\Sigma} = \bar{N}_{л} + \bar{N}_{и} \quad (6.7)$$

где  $\bar{N}_{л}, \bar{N}_{и}$  — среднее число ложных и истинных отметок, поступающих за период обзора;

$\bar{N}_{и с}$  — среднее число истинных отметок, попадающих в стробы сопровождения в каждом обзоре:

$$\bar{n}_{и с} = p_{о с} \bar{N}_{с тр} \quad (6.8)$$

где  $p_{о с}$  — вероятность обнаружения истинных отметок в стробах сопровождения, принимаемая одинаковой для всех траекторий;  $\bar{N}_{с тр}$  — среднее число сопровождаемых истинных траекторий;

$\bar{n}_{л с}$  — среднее число ложных отметок, попадающих в стробы сопровождения в каждом обзоре:

$$\bar{n}_{л с} = \sum_{j=m+n}^{m+n+k_r-1} p_{л с j} \bar{N}_{с j} \quad (6.9)$$

где  $p_{л с j}$  — вероятность попадания ложных отметок в  $j$ -й строб сопровождения;  $\bar{N}_{с j}$  — среднее число стробов сопровождения с номером  $j$ , образованных по всем (истинным и ложным) сопровождаемым траекториям.

С учетом формул (6.7) — (6.9) вероятность принадлежности произвольно выбранной отметки к одной из сопровождаемых траекторий

$$p_c = (\bar{n}_{и с} + \bar{n}_{л с}) / \bar{N}_{\Sigma} \quad (6.10)$$

Аналогично получаем выражение для вероятности принадлежности отметки к обнаруживаемым траекториям:

$$p_o = (\bar{n}_{и о} + \bar{n}_{л о}) / \bar{N}_{\Sigma} \quad (6.11)$$

где

$$\bar{n}_{и о} = p_{о о} \bar{N}_{о тр}; \quad \bar{n}_{л о} = \sum_{j=1}^{m+n-1} p_{л о j} \bar{N}_{о j} \quad (6.12), \quad (6.13)$$

$p_{л о j}$  — вероятность попадания ложных отметок в стробы обнаруживаемых траекторий с номером  $j$ ;  $p_{о о}$  — вероятность обнаружения истинной отметки в стробах обнаруживаемых траекторий;  $\bar{N}_{о j}$  — среднее число стробов с номером  $j$ , образованных по всем обнаруживаемым траекториям;  $\bar{N}_{о тр}$  — среднее число истинных траекторий, находящихся в процессе обнаружения.

Вероятность **принадлежности** отметок к завязываемым траекториям

$$P_{\text{зав}} = \left( \sum_{j=1}^{m-n} P_{\text{лзхв}j} \bar{N}_{\text{зхв}j} + P_{\text{о.зхв}} \bar{N}_{\text{зхвн}} \right) / \bar{N}_{\Sigma},$$

где  $P_{\text{лзхв}j}$  — вероятность попадания ложных отметок в стробы начального захвата с номером  $j$ ;  $\bar{N}_{\text{зхв}j}$  — среднее число стробов начального захвата с номером  $j$ ;  $P_{\text{о.зхв}}$  — вероятность обнаружения истинной отметки в стробах начального захвата;  $\bar{N}_{\text{зхвн}}$  — среднее число стробов начального захвата истинных траекторий.

Таким образом, при известных характеристиках целевой и помеховой обстановки в зоне обзора и выбранных параметрах алгоритма привязки отметок можно в рассматриваемом случае рассчитать вероятности переходов в сетевом графе комплексного алгоритма. Однако такая возможность **имеется** далеко не всегда. В ряде случаев вероятности переходов можно оценить только в результате моделирования комплексного алгоритма на универсальной ЦВМ.

## 6.2. Оценка трудоемкости реализации алгоритма на ЦВМ

**Оценка трудоемкости элементарных алгоритмов вычислительного** процесса. К элементарным алгоритмам будем относить алгоритмы выполнения основных операций **обработки** и управления в РЛК:

на этапе первичной обработки сигналов: алгоритмы цифровой согласованной фильтрации во временной или частотной областях, подавления **пассивных** помех в цифровом селекторе движущихся целей, обнаружения и оценки параметров сигналов, распознавания вида и оценки параметров помех и ранжирования выборок и др.;

на этапе вторичной обработки радиолокационной информации: алгоритмы обнаружения траекторий, селекции и привязки отметок к сопровождаемым траекториям, фильтрации параметров траектории, преобразования координат и т. д.;

в процессе управления функционированием РЛК: алгоритмы расчета параметров **зондирующих** сигналов при поиске и сопровождении **целей**, расчета баланса энергии между режимами и т. д.

Каждый из этих алгоритмов характеризуется трудоемкостью, выраженной числом арифметических операций, не-

обходимых для его реализации. Предварительный расчет необходимого числа арифметических операций возможен только, если имеется аналитическое выражение, связывающее вход и выход алгоритма. Для других алгоритмов, имеющих, главным образом, характер логических процедур, требуемое число операций можно получить только в процессе машинной реализации.

Результаты аналитического расчета требуемого числа арифметических операций получают отдельно по числу сложений (вычитаний), умножений и делений. В дальнейшем необходимо рассчитать число приведенных арифметических операций. В качестве операции приведения обычно используется операция сложения (короткая операция). Число приведенных арифметических операций получают для каждого конкретного вычислителя (ЦВМ) с учетом известного для них отношения времени выполнения  $i$ -й длинной и короткой операции  $\tau_{дл.и}/\tau_{кор.}$ . Однако на этом расчет трудоемкости не заканчивается, так как требуется еще учесть другие (неарифметические) операции.

Процесс обработки радиолокационной информации имеет ярко выраженный информационно-логический характер. В нем логические операции и операции пересылок переходов составляют до 80% и более общего числа элементарных операций (тактов), выполняемых на ЦВМ в процессе реализации алгоритмов. Так, при реализации на специализированной ЦВМ с постоянной памятью команд алгоритма цифровой первичной обработки информации двухкоординатной РЛС кругового обзора в среднем выполняется операций, %: пересылок 45, приведенных арифметических 23,1, передачи управления 17,4, сдвига 4,7, логических 3,1, обмена 1,4, остальных 5,3.

Следовательно, при расчете трудоемкости алгоритмов надо учитывать выполнение неарифметических операций. Делается это введением соответствующего коэффициента  $K_{на}$ . В результате получаем

$$N'_i = N_{ai} K_{на}, \quad K_{на} > 1,$$

где  $N_{ai}$  — среднее число арифметических операций в  $i$ -м алгоритме.

Число машинных операций зависит от способа программирования алгоритма. При программировании на языках высокого уровня программа получается длиннее оптимальной в 2 ... 5 раз, а при программировании на языке ассемблера — в 1,2 ... 1,5 раза. Оптимальную по времени реали-

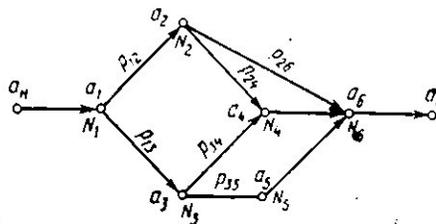


Рис. 6.6

зации программу может составить квалифицированный программист в кодах системы команд конкретной машины. Увеличение числа операций из-за неоптимальности длины программы учитывается коэффициентом  $K_{\text{прг}} = 1,5 \dots 2$ .

Окончательно получим

$$N_i = N_{ai} K_{\text{нап}} K_{\text{прг}} \quad (6.15)$$

Это значение трудоемкости элементарных алгоритмов  $n$  используется в дальнейших расчетах.

**Применение сетевой модели для анализа трудоемкости комплексного алгоритма.** При анализе трудоемкости сложных алгоритмов применяют марковскую модель вычислительного процесса или стохастическую сетевую модель [24]. Последняя позволяет сократить число вычислений при расчете трудоемкости по сравнению с марковской, поэтому ей и отдается предпочтение.

Как уже отмечалось исходным для оценки трудоемкости является сетевой график комплексного алгоритма. Необходимо, чтобы этот **граф** не содержал циклических участков, а его вершины должны быть пронумерованы так, чтобы номер вершины, в которую осуществляется переход, был больше номеров любой **вершины**, из которой такой переход возможен, причем конечная вершина графа должна иметь максимальный номер  $k$ . Пример графа, отвечающего перечисленным **требованиям**, представлен на рис. 6.6.

Обозначим через  $n_1, n_2, \dots, n_{k-1}$  среднее число обращений к элементарным алгоритмам (вершинам графа) при однократной реализации комплексного алгоритма. Так как граф не содержит циклов, то при однократной реализации алгоритма среднее число попаданий вычислительного процесса в вершину с номером  $i$  определяется выражением

$$n_i = \sum_{j=0}^{k-i} n_j p_{ji}, \quad i = 1, 2, \dots, \text{ft}. \quad (6.16)$$

При установленном порядке нумерации вершин на момент вычисления  $n_i$  значения всех **предыдущих**  $n_1, n_2, \dots, n_{i-1}$  известны.

Среднее число операций при одной реализации комплексного алгоритма определяется по формуле

$$\bar{M} = \sum_{i=1}^k n_i \bar{N}_i, \quad (6.17)$$

где  $f_{it}$  — среднее число операций элементарного алгоритма, соответствующего  $i$ -й вершине графа комплексного алгоритма.

**Пример.** Пусть требуется определить среднюю трудоемкость алгоритма, представленного графом на рис. 6.6, при следующих исходных данных  $\bar{N}_1=100$ ,  $\bar{N}_2=30$ ,  $\bar{N}_3=150$ ,  $\bar{N}_4=20$ ,  $\bar{N}_5=200$ ,  $\bar{N}_6=30$ ;  $p_{12}=0,25$ ,  $p_{13}=0,75$ ,  $p_{24}=0,3$ ,  $p_{26}=0,7$ ,  $p_{34}=0,2$ ,  $p_{35}=0,8$ ,  $p_{46}=p_{56}=1$ .

1. Применяя формулу (6.16), получим:

$$n_1=1, \quad n_2=n_1 p_{12}=0,25, \quad n_3=n_1 p_{13}=0,75,$$

$$n_4=n_2 p_{24}+n_3 p_{34}=0,225, \quad n_5=n_3 p_{35}=0,6; \quad n_6=n_2 p_{26}+n_4 p_{46}=1.$$

2. Применяя формулу (6.17), получим

$$\bar{M}=100+30 \cdot 0,25+150 \cdot 0,75+20 \cdot 0,225+200 \cdot 0,6+30=374,5.$$

Итак, средняя трудоемкость алгоритма, представленного графом на рис. 6.6, составляет 374,5 приведенных арифметических операций.

Для алгоритмов, содержащих циклические участки, непосредственное применение рассмотренной методики вычисления  $\bar{M}$  невозможно. Поэтому сначала надо исключить циклические участки алгоритма, заменив их оператором с эквивалентной трудоемкостью. Общая методика преобразования графов алгоритмов с целью исключения циклических участков изложена в [11]. Для примера рассмотрим преобразование графа на рис. 6.7,а. В нем содержится ряд циклов, отличающихся рангом (порядком). Циклы, которые не содержат внутри себя ни одного цикла, относятся к рангу 1, число итераций (повторений) этого цикла обозначим  $n^{(1)}$ . Циклы, внутри которых есть один или несколько циклов ранга 1, отнесем к рангу 2, число итера-

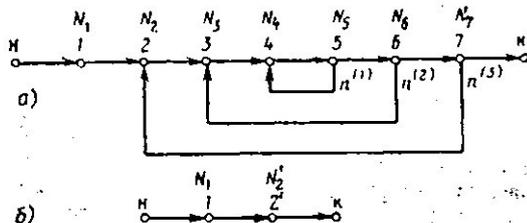


Рис. 6.7

**ций** этого цикла обозначим  $n^{(2)}$  и т. д. Преобразование графа сводится к замене циклических участков одним оператором, которое для графа на рис. 6.7,а производится по формуле

$$N_2' = \{\bar{N}_2 + [\bar{N}_3 + (\bar{N}_4 + \bar{N}_5) n^{(1)} + \bar{N}_6] n^{(2)} + \bar{N}_7\} r^{(3)}. \quad (6.18)$$

Результирующий граф без циклов представлен на рис. 6.7,б.

Таким образом, сетевая модель представления комплексного алгоритма позволяет в принципе определить его среднюю трудоемкость. Если известно время реализации одной приведенной операции, то можно подсчитать среднее время реализации комплексного алгоритма. Наоборот, если задано ограничение на среднее время реализации этого алгоритма, можно определить требуемую производительность вычислительных средств для его реализации.

Для решения задач анализа вычислительного процесса часто требуются также сведения о дисперсии трудоемкости алгоритма. Однако процедура определения дисперсии сложна и здесь не приводится (см. [24]).

Пример. Оценки **трудоемкости** алгоритма вторичной обработки радиолокационной информации. Продолжим пример по анализу алгоритма вторичной обработки радиолокационной информации, начатый в § 6.1. Исходным для анализа является граф-схема алгоритма на рис. 6.5. Для конкретизации примера возьмем следующие данные:

среднее число сопровождаемых целей  $N_{с\text{тр}} = 80$ ;

среднее число траекторий, находящихся в процессе обнаружения,  $N_{о\text{тр}} = 10$ ;

среднее число завязываемых траекторий  $N_{зав\text{тр}} = 5$ ;

среднее число истинных (целевых) отметок, принимаемых за начальные точки новых траекторий,  $N_{н\text{тр}} = 5$ .

Таким образом, среднее число отметок, поступающих на обработку  $N_{г} = 100$ . Влияние ложных отметок и пропусков истинных отметок в примере не учитывается.

В соответствии с принятыми исходными данными рассчитываются вероятности:

идентификации **новой** отметки с одной из сопровождаемых траекторий  $p_c = 0,8$ ;

идентификации новой отметки с одной из обнаруживаемых траекторий  $p_o = 0,1$ ;

идентификации новой отметки с одной из завязываемых траекторий  $p_{зав} = 0,05$ ;

того, что новая отметка **будет** принята за начальную точку новой траектории  $p_{н\text{тр}} = 0,05$ .

**Теперь** рассчитаем трудоемкости **алгоритмов**  $a_1 \dots a_{10}$ , входящих в комплексный алгоритм вторичной обработки, представленный граф-схемой на рис. 6.5.

Сначала рассмотрим типовой алгоритм **идентификации** отметок и траекторий, представленный вершинами  $a_2, a_5, a_8$  граф-схемы. Для этого

представим этот алгоритм в виде графа на рис. 6.8. Элементарные алгоритмы (операторы) этого графа следующие:

1. Выбор очередной отметки (параметров траектории) из соответствующей **зоны** (алгоритм  $a_1$  на рис. 6.8).

2. Вычисление  $|t_n - t_{n-1}| < \Delta t_{\text{доп}}$  (алгоритм  $a_2$ ). **fas"-\*^**

Смысл этой операции состоит в том, что перед идентификацией каждая выбранная из соответствующей зоны ОЗУ траектории проверяется на старение путем вычисления разности времени последнего обновления этой траектории  $t_{n-1}$  и времени получения новой (текущей) отметки  $t_n$ . Трудоемкость этой операции  $m_2 = 2$  приведенных арифметических операций.

3. Если условие 2 выполняется, производится проверка попадания новой отметки в строб, образованный вокруг экстраполированной точки выбранной траектории. Проверка производится раздельно, сначала по координате  $x$  (алгоритм  $a_3$ ), затем по координате  $y$  (алгоритм  $a_4$ ) и, наконец, по координате  $z$  (алгоритм  $a_5$ ) при условии, что результаты проверки по каждой предыдущей координате положительные. При невыполнении условий, проверяемых на очередном шаге, алгоритм переходит к выполнению операции  $a_6$  — проверке, все ли траектории из рассматриваемой зоны просмотрены. Если нет, осуществляется переход к алгоритму  $a_1$ , если да, переход к идентификации с очередной группой траекторий (выход алгоритма).

Операции, выполняемые при идентификации по одной координате (независимо от типа идентифицируемых траекторий):

1. Экстраполяция координаты выбранной траектории по формуле

$$\hat{x}_{zn} = \hat{x}_{n-1} + \hat{x}_{n-1} \Delta t_n, \quad \Delta t_n = t_n - t_{n-1}. \quad (6.19)$$

2. Вычисление дисперсии ошибки экстраполяции по формуле

$$\sigma_{\hat{x}_{zn}}^2 = \sigma_{\hat{x}_{n-1}}^2 + 2\Delta t_n K_{\hat{x}_{n-1}} + \Delta t_n^2 \sigma_{\hat{x}_{n-1}}^2, \quad (6.20)$$

где  $K_{\hat{x}_{n-1}}$  — корреляционный момент связи между оценками координаты и скорости на предыдущем  $(n-1)$ -м шаге.

3. Вычисление размера стоба по координате

$$\Delta x_{\text{стр}} = 3 \sqrt{\sigma_{\hat{x}_{zn}}^2 + \sigma_{\hat{x}_{nzm}}^2}. \quad (6.21)$$

4. Проверка попадания новой отметки в строб

$$|x_{nzm} - \hat{x}_{zn}| < \Delta x_{\text{стр}}. \quad (6.22)$$

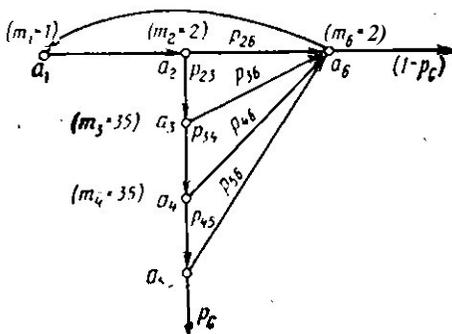


Рис. 6.8

Элементарные расчеты показывают, что в процессе сравнения по одной координате в соответствии с приведенной формулой схемой потребуется около 35 приведенных арифметических операций. Следовательно,  $m_2 = m_4 = m_5 = 35$ .

При определении вероятностей  $p_{ij}$  в графе на рис. 6.8 исходим из следующих (в основном умозрительных) предположений:

число сбрасываемых траекторий из-за старения не превышает 1 % от общего числа сопровождаемых целей; в соответствии с этим принимаем:  $p_{23} = 0,99$ ;  $p_{34} = 0,01$ ;

идентификация в 95 % случаев заканчивается после сличения по одной координате; поэтому  $p_{34} = 0,95$ ,  $p_{34} = 0,05$ ;

вероятности идентификации по двум и трем координатам настолько малы, что не влияют на среднюю трудоемкость алгоритма.

При расчете трудоемкости алгоритма идентификации в целом можно получить (отдельно по каждому массиву траекторий):

минимальную трудоемкость, соответствующую случаю, когда новая отметка попадает в стробы первой выбранной траектории; число приведенных арифметических операций независимо от массива будет

$$M_{\min} = m_1 + m_2 + m_3 + m_4 + m_5 \approx 100;$$

максимальную трудоемкость, соответствующую случаю, когда новая отметка после безуспешной идентификации со всеми траекториями выбранного массива передается для идентификации с траекториями следующего массива; число приведенных арифметических операций для массива сопровождаемых траекторий

$$M_{\max} = (m_2 p_{23} + m_4 p_{34} + m_5 p_{45}) N_{c \text{ тр}} \approx m_2 p_{23} N_{c \text{ тр}}, \quad (6.23)$$

где  $N_{c \text{ тр}}$  — число сопровождаемых траекторий; для других массивов

$$M_{\max} \approx m_2 p_{23} N_{c \text{ тр}}; \quad t_{\text{ср}} \max = m_2 p_{23} N_{c \text{ тр}}; \quad (6.24)$$

среднюю трудоемкость

$$M_{\text{ср}} = 0,5(M_{\min} + M_{\max}). \quad (6.25)$$

Для упрощения дальнейших расчетов преобразуем последовательный граф на рис. 6.5 в параллельный (рис. 6.9), в котором вероятности переходов к вершинам  $a'_2, a'_5, a'_8$  и  $a'_{10}$  равны вероятностям  $p_0, p_0, p_{23}$  и  $p_{\text{н тр}}$  соответственно, а средние трудоемкости этих вершин вычисляются по формулам:

$$M'_2 = 0,5(M_{2\max} + M_{2\min}) = M_{2\text{ср}},$$

$$M'_5 = M_{2\max} + 0,5(M_{5\max} + M_{5\max}) = M_{2\max} + M_{5\text{ср}},$$

$$M'_8 = m_2 + M_3 M_{2\max} + M_{5\max} + 0,5(M_{8\max} + M_{8\min}) = M_{2\max} + M_{5\max} + M_{8\text{ср}},$$

$$M'_{10} = M_{2\max} + M_{5\max} + M_{8\max} \quad (6.26)$$

Результаты расчетов сведены в табл. 6.1.

Теперь определим трудоемкость других алгоритмов (вершин графа на рис. 6.9), имея в виду, что при преобразовании графа их трудоемкость не изменилась.

1. Трудоемкость алгоритма  $a$ , преобразования координат из сферической системы в декартову определяется непосредственно по формулам преобразования координат (4.70) и пересчета корреляционных матриц погрешностей их измерения и зависит главным образом от способа вычисления тригонометрических функций, входящих в форму-

Таблица 6.1

$\alpha$	$M_{\text{тпс}}$	$M_{\text{инс}}$	$M_{\text{сп}}$	$M'_i$
$\alpha'_8$	100	3200	1650	1650
$\alpha'_9$	100	400	250	3450
$\alpha'_{10}$	100	200	150	3750
$\alpha'_{10}$	—	—	—	3800

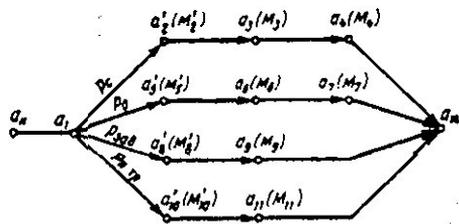


Рис. 6.9

лы преобразования координат. Например, при представлении  $\sin x$  и  $\cos x$  ограниченными степенными рядами

$$\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} \dots$$

$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} \dots$$

потребуется 21 сложение, 62 умножения. Учитывая, что при приведенной операции умножения к коротким операциям используется коэффициент приведения  $K_n > 1$ ; (в нашем случае  $K_n = 4$ ), получим суммарное число приведенных арифметических операций, характеризующее трудоемкость алгоритма  $\alpha_1$ :  $M_1 \approx 270$ .

2. Трудоемкость алгоритма  $\alpha_3$  определяется числом операций, необходимых для реализации алгоритма сглаживающего фильтра. Если для фильтрации параметров сопровождаемых траекторий применяется стандартный рекуррентный линейный фильтр (фильтр Калмана), то необходимое число арифметических операций для его реализации определяется по формулам (см. табл. 6.5):

сложения

$$n_{\text{сл}} = 2s^2 + s^2(3m + h - 1) + s[m(2m - 1) + (h^2 - 1)] + m^2(m - 1); \quad (6.27)$$

умножения

$$n_{\text{ум}} = 2s^2 + s^2(3m + h + 1) + s[2m(m + 1) + h(h + 1)] + m^2(m - 1); \quad (6.28)$$

деления

$$n_{\text{дел}} = m^2, \quad (6.29)$$

где  $s$ ,  $t$ ,  $A$  — размерности векторов сглаживаемых параметров, изменяемых координат, возмущающих воздействий. Расчеты для  $s = 6$ ,  $m = 3$ ,  $h = 3$  дают:

$$n_{\text{сл}} = 984, \quad n_{\text{ум}} = 1116, \quad n_{\text{дел}} = 9.$$

После приведения арифметических операций (коэффициенты приведения  $K_{\text{ум}} = 4$ ,  $K_{\text{дел}} = 7$ ) получаем  $M_3 \approx 5500$ .

3. Трудоемкость алгоритма  $\alpha_4$  определяется числом операций, необходимых для подготовки информации в интересах потребителей. Эта подготовка может состоять в обычном (или специальном) преобразовании координат и параметров траекторий целей в систему координат потребителей и экстраполяции данных на момент выдачи. В рассматриваемом примере будем считать  $M_4 = M_5 \approx 270$ .

4. Трудоемкость алгоритма  $a_4$  определяется числом операций, необходимых для **оценки параметров** обнаруженной **траектории** по **фиксированному** объему выборки. Будем считать, что обнаружение траектории фиксируется, если **завязанное** по двум точкам начало **траектории подтверждается** еще одной отметкой, полученной в **следующем** после завязки обзоре. **Следовательно**, объем выборки **при обнаружении** траектории  $n=3$ . Для алгоритма фильтрации параметров полиномиальной функции при фиксированном объеме выборки число операций определяется по формулам:

$$n_{с.л.} = (s+1)[(n+s)^2 + n - 2] + n^2(n-1), \quad (6.30)$$

умножения

$$rt \gg n. \ll (i+0[(?+*)4-3rt+*] + rt \ll (n-1), \quad (6.31)$$

деления

$$n_{дел.} = n^2 + (s+1)^2, \quad (6.32)$$

где  $s$  — степень полинома;  $n$  — объем **выборки**. Расчеты для линейной траектории ( $s=1$ ) при  $n=3$  дают:  $M_4 \approx 400$  приведенных арифметических операций.

5. Трудоемкость алгоритма  $a_7$ , фиксирующего факт обнаружения траектории и управляющего перезаписью ее в массив сопровождаемых **траекторий**, алгоритма  $a_8$ , осуществляющего оценку начальных значений параметров завязанной траектории и **передачу** ее в массив **обнаруживаемых** траекторий, и алгоритма  $a_{11}$ , осуществляющего запись отметки в качестве начальной точки новой траектории, из-за простоты их реализации можно на данном **этапе** не учитывать.

Теперь можно рассчитать среднюю трудоемкость всего **алгоритма** по **формуле**

$$M = M_1 + p_c(M_2 + M_3 + M_4) + p_o(M_5 + M_6 + M_7) + p_{обн.}(M_8 + M_9) + p_n + p_d(M_{10} + M_{11}). \quad (6.33)$$

Подстановка в **эту** формулу полученных выше значений дает  $M \approx 6700$ . Далее необходимо учесть неарифметические операции с помощью соответствующего коэффициента приведения  $K_{н.а.}$ . Для примера возьмем  $K_{н.а.} = 3$ . Тогда получим общее число машинных операций для однократной реализации рассматриваемого алгоритма вторичной обработки информации  $M \approx 2 \cdot 10^4$  **операций**. Таким образом, в рассматриваемом случае на обработку одной отметки потребуется в среднем  $2 \cdot 10^4$  машинных операций. Естественно, что число относится только к конкретному рассматриваемому алгоритму. Его можно значительно уменьшить, если усовершенствовать алгоритм идентификации отметок, упростить алгоритм сглаживания параметров и т. д.

Главное, что имелось в виду при рассмотрении примера — **это** показать возможность расчета **трудоемкости** сложного алгоритма **обработки** радиолокационной **информации** и одновременно акцентировать внимание на тех трудностях, которые при этом возникают.

### 6.3. Распараллеливание вычислительного процесса

Результаты оценки трудоемкости комплексного алгоритма дают исходную информацию для выбора структуры и элементов вычислительной системы, **предназначен-**

ной для его реализации. Для обеспечения требуемой производительности и повышения надежности функционирования проектируемая вычислительная система должна, как правило, включать не один, а несколько вычислителей. Основной особенностью таких систем является аппаратный или программный параллелизм вычислительного процесса.

Для организации параллельного вычислительного процесса необходима предварительная подготовка комплексного алгоритма — его распараллеливание. В общем случае распараллеливание алгоритмов можно рассматривать только для конкретно решаемой задачи, учитывая предполагаемую структуру вычислительной системы. Следовательно, при проектировании вопросы выбора структуры вычислительной системы и преобразования алгоритмов в соответствии с этой структурой взаимосвязаны. Имеется ряд общих положений и методов, распараллеливания алгоритмов решения информационных задач, которые и рассматриваются в данном параграфе.

**Ярусно-параллельный** граф алгоритма. Исходной для распараллеливания является граф-схема алгоритма, представленная в ярусно-параллельной форме [27]. Ярусно-параллельная форма вводится как обобщение языка граф-схем для иллюстрации возможности последовательного-параллельной реализации алгоритмов и характеризуется тем, что вершины каждого яруса не связаны по информации, так как никакие результаты выполнения операций одной из них не являются исходными данными для другой. Операции независимых вершин (алгоритмов) могут выполняться одновременно. Следовательно, имеется возможность параллельной реализации элементарных алгоритмов яруса на различных процессорах или вычислительных машинах.

Ярусно-параллельную форму графа получают следующим образом (рис. 6.10). Вершинами первого яруса считаются такие, у которых нет ни одной входной дуги, вершинами второго яруса — те вершины, для которых входными являются выходные дуги вершин первого яруса. Аналогично вершинами  $(n-1)$ -го яруса являются такие, для которых входными дугами являются выходные дуги: Вершин  $n$ -го яруса, а также выходные дуги некоторых вершин предыдущих ярусов.

При реализации элементарных алгоритмов распараллеливание возможно также на основе сетевого графа комплексного алгоритма решаемой задачи. Для этого, так же:

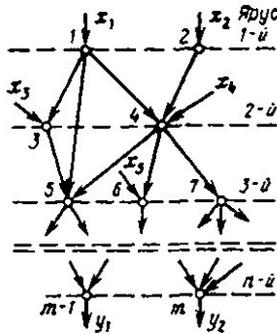


Рис. 6.10

тально проходящими по конвейеру, машин. При этом обработка разбивается на несколько (по числу ярусов графа) этапов, каждый из которых выполняется параллельно с другими.

Для того чтобы по ярусно-параллельному графу алгоритма оценивать возможности организации параллельных вычислений, вводится ряд количественных характеристик:  $b_i$  — ширина  $i$ -го яруса, т. е. число независимых ветвей в  $i$ -м ярусе;  $B$  — ширина ярусно-параллельного графа, под которой понимается максимальная из  $b_i$ ;  $L$  — длина графа, т. е. максимальный критический путь, ведущий из нулевого в конечное состояние и др.

Из ярусно-параллельного графа следует, что время реализации набора алгоритмов на вычислительной системе ограничено снизу некоторым пороговым значением

По известному  $T_{\text{пер}}$  можно оценить сверху необходимое число однотипных ЦВМ (процессоров)  $N_{\text{П}}$  в вычислительной системе для реализации заданного набора алгоритмов за минимальное время. При этом

$$N_{\text{П}} < T_0 / T_{\text{пор}}, \quad (6.34)$$

где  $T_0 = \sum_{i=1}^m t_i$  — время реализации всех алгоритмов на одной машине;  $t_i$  — время реализации  $i$ -го элементарного алгоритма;  $m$  — число элементарных алгоритмов в составе комплексного алгоритма.

как и в предыдущем случае, исходная форма графа преобразуется в ярусно-параллельную. Теперь каждый ярус представляет собой независимые алгоритмы (блоки алгоритмов), один из которых выполняется обязательно в процессе однократной реализации комплексного алгоритма.

Если для реализации алгоритмов каждого яруса использовать отдельную ЦВМ (процессор), получим так называемую конвейерную систему, в которой одновременно выполняется несколько команд над данными, последова-

Способ построения ярусно-параллельного графа рассмотрим на примере распараллеливания алгоритма линейной рекуррентной фильтрации параметров траектории, задаваемой уравнением состояния (4.1).

В данном случае формульная схема алгоритма будет следующей [2]:

$$\begin{aligned}
 \hat{\vartheta}_{:n} &= \Phi_n \hat{\vartheta}_{n-1} + \Gamma_n \eta_{n-1}, \\
 \Psi_{:n} &= \Phi_n \Psi_{n-1} \Phi_n^T + \Gamma_n Q_n \Gamma_n^T, \\
 K_n &= \Psi_{:n} H_n^T (H_n \Psi_{:n} H_n^T + R_n)^{-1}, \\
 \hat{Y}_{:n} &= H_n \hat{\vartheta}_{:n}, \\
 \hat{\vartheta}_n &= \hat{\vartheta}_{:n} + K_n (Y_n - \hat{Y}_{:n}), \\
 \Psi &= \Psi_{:n} - K_n H_n \Psi_{:n}.
 \end{aligned} \tag{6.35}$$

где  $\hat{\vartheta}_n$  ( $\hat{\vartheta}_{:n}$ ) —  $(s \times 1)$ -вектор оцениваемых (экстраполированных) параметров траектории;  $Y$  ( $Y_{:n}$ ) —  $(m \times 1)$ -вектор измеренных (экстраполированных) значений координат;  $\eta_{n-1}$  — математическое ожидание  $(h \times 1)$ -вектора возмущений параметров;  $\Phi_n$  — переходная  $(s \times s)$ -матрица модели траектории,  $\Psi_n$  ( $\Psi_{:n}$ ) — корреляционная  $(s \times s)$ -матрица ошибок оценки (экстраполяции) параметров траектории;  $Q_n$  — корреляционная  $(h \times h)$ -матрица случайных возмущений траектории;  $\Gamma_n$  —  $(s \times h)$ -матрица (см. (4.1));  $H_n$  —  $(m \times s)$ -матрица (см. (4.7));  $R_n$  — корреляционная  $(m \times m)$ -матрица погрешностей измерения координат.

Размерности векторов и матриц потребуются при расчете трудоемкости ветвей ярусно-параллельного графа алгоритма.

Исходным для ярусно-параллельного графа является обычный граф алгоритма, где в качестве вершин принимаются двухходовые функциональные операторы над векторами и матрицами, а в качестве дуг — результаты операций и переходы в графе. При этом совокупность дуг без начальных вершин представляет множество исходных аргументов, а совокупность дуг, не имеющих конечных вершин, — множество выходных результатов.

Процесс построения графа является, как правило, неформулируемым процессом и выполняется вручную. На рис. 6.11 представлен построенный таким образом исходный граф алгоритма фильтрации. Для построения ярусно-параллельного графа исходный граф сначала представ-

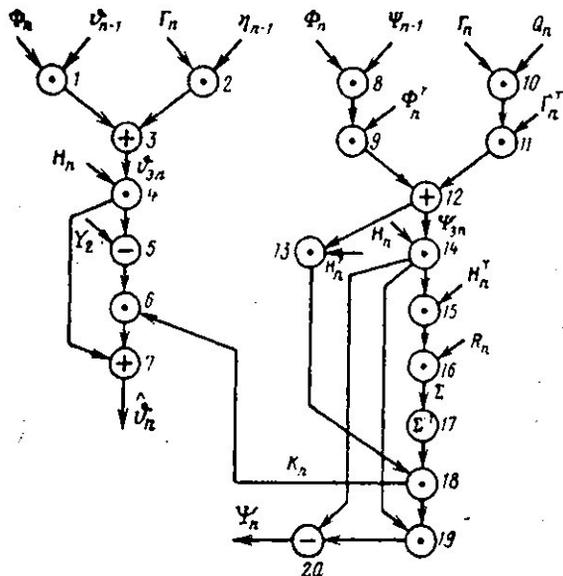


Рис. 6.11

ляется в виде матрицы смежности, число строк и столбцов которой равны числу вершин исходного графа. Элементы матрицы смежности  $l_{ij}$  принимают значения нуль (0), если между вершинами  $i$  и  $j$  не существует дуги, и единица (1), если такая дуга есть. Матрица смежности для графа, изображенного на рис. 6.11, представлена в табл. 6.2.

Процесс преобразования исходного графа в **ярусно-параллельный** граф состоит в упорядочении строк и столбцов матрицы смежности и основан на свойстве этой матрицы иметь нулевые строки, если вершины конечные, и нулевые столбцы, если вершины начальные (т. е. такие, все дуги которых являются начальными). В нашем случае начальными являются вершины 1, 2, 8, 10. Они и образуют первый ярус упорядоченного графа. Следующим шагом является обнуление всех ненулевых элементов строк с номерами, выделенными на первом шаге. При этом вершины первого яруса представляют как конечные, а выходные дуги входными дугами следующих ярусов. Далее ищут неотмеченные ранее столбцы матрицы смежности с нулевыми элементами. Номера этих столбцов образуют

Таблица 6.2

XI	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	л
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
4	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
6	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	у
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	у
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	у
14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	у
15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	у
16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	у
17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	у
18	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	у
19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у
20	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	у

вершины второго яруса и т. д. до тех пор, пока все столбцы не будут отмечены. В результате получим таблицу, в которой указаны номера ярусов и вершины графа, относящиеся к каждому ярусу. Для рассматриваемого графа распределение вершин по ярусам представлено в табл. 6.3.

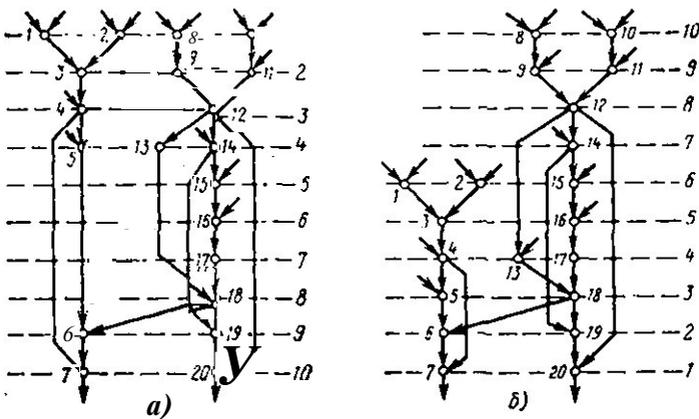


Рис. 6.12

Если совместить начало отсчета координаты  $x$  с  $\Theta T_1$ , то

$$\omega_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{x^2}{2}\right], \quad \omega_2(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{2}\right].$$

Вероятность правильного отбора отметки 1, принадлежащей к первой траектории и имеющей в данный момент нормированную координату  $x_1$  (рис. 6.15), равна совместной вероятности попадания этой отметки

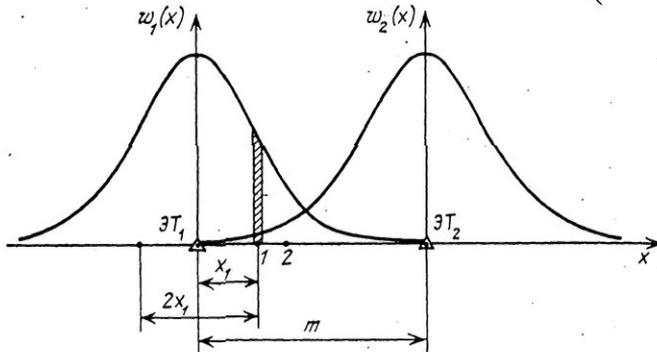


Рис. 6.15. К выводу формулы для вероятности перепутывания двух траекторий.

в элементарный интервал  $\Delta x_1$  и отсутствия отметки 2, принадлежащей ко второй траектории, в интервале  $(-x_1, x_1)$ , т. е.

$$\Delta P_{11} = \omega_1(x_1) \Delta x_1 \left[ 1 - \int_{-x_1}^{x_1} \omega_2(x) dx \right], \quad (6.5.23)$$

где  $\omega_1(x_1)\Delta x_1$  — вероятность попадания отметки 1 в элементарный интервал  $\Delta x_1$ ;  $\int_{-x_1}^{x_1} \omega_2(x) dx$  — вероятность попадания отметки 2 в интервал  $(-x_1, x_1)$ .

При нормальном законе распределения отметок относительно центров своих стробов вероятность попадания отметки 2 в интервал  $(-x_1, x_1)$  равна

$$P = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-x_1}^{x_1} \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{2}\right] dx = \frac{1}{2} \left[ \Phi\left(\frac{m+x_1}{\sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{m-x_1}{\sqrt{2}}\right) \right],$$

где  $\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-t^2) dt$  — функция Лапласа.

В этом случае формула (23) записывается в виде

$$\Delta P_{11} = \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ \Phi\left(\frac{m+x_1}{\sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{m-x_1}{\sqrt{2}}\right) \right] \right\} \omega_1(x_1) \Delta x_1. \quad (6.5.24)$$

фа, т. е. о числе элементарных операций, выполняемых в процессе реализации всех макроопераций, которыми отмечены вершины графа.

Распараллеливание макроопераций алгоритма **линейной рекуррентной фильтрации на две** однотипные машины. Но примере алгоритма линейного рекуррентного фильтра рассмотрим решение задачи распараллеливания вычислительного процесса на заданное число (в нашем случае — две) однотипных ЦВМ.

Для решения задачи необходимо, в первую очередь, считать трудоемкости вершин ярусно-параллельного графа рассматриваемого алгоритма. Возьмем за основу граф на рис. 6.12,б. Пронумеруем его вершины по ярусам справа налево и сверху вниз и выпишем макрооперации, **выполняемые** при переходе в каждую вершину. Как уже отмечалось, эти макрооперации — **двухвходовые** операции над векторами и матрицами и одна операция обращения матрицы. В табл. 6.5 **приведены** операции, соответствующие **вершинам** графа, и выражения для расчета числа **арифметических** операций при реализации соответствующих операторов на ЦВМ. Число приведенных арифметических операций для каждого оператора графа рассчитано для  $s=6$ ,  $m=3$ ,  $h=3$ . Приведение арифметических операций, как и ранее, осуществляется с учетом того, что операция умножения в специализированной ЦВМ выполняется за четыре такта, а операция деления — за семь тактов.

В **следующем** столбце табл. 6.5 приведены результаты расчета трудоемкости вершин графа с учетом **выполнения** неарифметических операций. Этими значениями трудоемкости и отмечены вершины ярусно-параллельного графа, изображенного на рис. 6.13.

Теперь можно приступить к непосредственному распределению вершин графа по машинам. Распределение производится в следующей последовательности:

1. Производится ранжировка вершин графа — присвоение каждой вершине веса, равного максимальному (по числу операций) пути, **ведущему из данной вершины** в конечную (ранги вершин записаны в последнем столбце табл. 6.5 и обозначены на рис. 6.13 числами в **скобках**).

2. На первую машину назначается вершина с максимальным рангом (вершина 1), а на **вторую** — вершина с максимальным рангом после загрузки первой машины и не требующая результатов работы первой машины (вершина 2).

Таблица 6

Номер вершин- графа	Операция	Число арифметических операций			M	N	Ранг вершин- граф
		сложение+вы- читание	умножение	деле- ние			
1	$\Phi_n \Psi_{n-1}$	$(s-1)s^2$	$s^3$	—	1044	2000	11230
2	$\Gamma_n Q_n$	$(h-1)hs$	$sh^2$	—	252	750	7480
3	$(\Phi_n \Psi_{n-1}) \Phi_n^T$	$(s-1)s^2$	$s^3$	—	1044	3000	8230
4	$(\Gamma_n Q_n) \Gamma_n^T$	$(h-1)s^2$	AA»	—	504	1500	6730
5	$[3]4-[4]$	$s^2$	—	—	36	100	5230
6	$H_n \Psi_{\Sigma n}$	$sm(s-1)$	$m \cdot s^2$	—	522	1500	5130
7	$\Phi_n \hat{\Phi}_{n-1}$	$s(s-1)$	$s^2$	—	174	500	1060
8	$\Gamma_n \Psi_{n-1}$	$(h-1)s$	AS	—	84	250	810
9	$(H_n \Psi_{\Sigma n}) H_n^T$	$m^2(s-1)$	$sm^2$	—	261	750	3630
10	$[7] + [8] = \hat{\Phi}_{\Sigma n}$	$s$	—	—	6	25	560
11	$R_n + [9] = \Sigma_n$	$m^2$	—	—	9	30	2880
12	$H_n \hat{\Phi}_{\Sigma n}$	$(s-1)m$	$sm$	—	87	250	535
13	$\Psi_{\Sigma n} H_n^T$	$sm(s-1)$	$ms^2$	—	522	1500	3850
14	$[\Sigma_n]^{-1}$	$m^2(m-1)$	$m^2(m-1)$	$m^2$	153	500	2850
15	$Y_n - [12] = \Delta \hat{Y}_n$	$m$	—	—	3	15	285
16	$[13][14] = K_n$	$sm(m-1)$	$sm^2$	—	250	750	2350
17	$K_n [15]$	$(m-1)s$	$ms$	—	85	250	270
18	$K_n [H \Psi_{\Sigma n}]$	$(m-1)s^2$	$ms^2$	—	504	1500	1600
19	$[10] + [17] = \hat{\Phi}_n$	$s$	—	—	6	20	20
20	$[5] - [18] = \Psi_n$	$s^2$	—	—	36	100	100

3. После освобождения каждой машины они назначаются на реализацию алгоритмов оставшихся вершин с максимальным рангом при условии, что для выполнения вычислений имеются необходимые данные. Если данные для вычислений отсутствуют, машина переходит в режим ожидания до получения необходимых данных от другой машины.

График загрузки машин при реализации рассматриваемого алгоритма на двух ЦВМ на рис. 6.14. Из графика следует, что пороговое число машинных операций при распараллеливании на две машины  $N_{\text{пор}} = 11\,230$  оп. при условии, что общая трудоемкость алгоритма  $N_{\text{общ}} = 16\,290$  оп. Вторая машина загружается только на 45%. Коэффици-

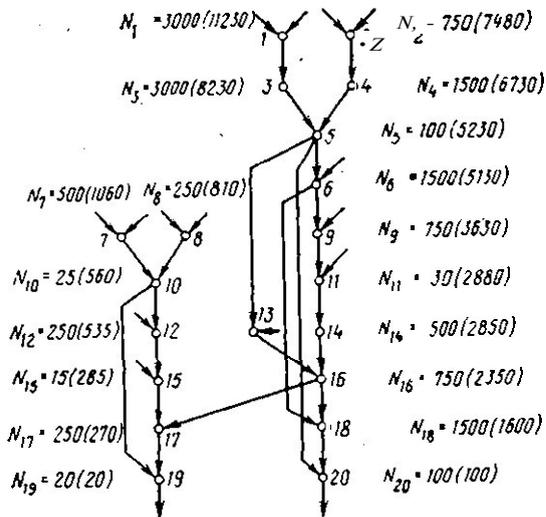


Рис. 6.13

ент загрузки вычислительной системы в целом  $K_{з,р} = N_{общ} / 2N_{пор} = 0,725$ . Таким образом, нельзя сказать, что крупноблочное распараллеливание рассматриваемого алгоритма является идеальным с точки зрения загрузки двухмашинного комплекса. Для повышения коэффициента загрузки системы необходимо уменьшить размеры макроопераций и производить распараллеливание вычислений внутри каждой макрооперации.

В заключение отметим, что рассмотренный пример является чисто иллюстративным. В нем не учтены возможности сокращения числа операций при реализации многих вершин, например за счет разреженности ряда матриц, входящих в формульную схему алгоритма, применения специальных приемов при выполнении векторно-матричных

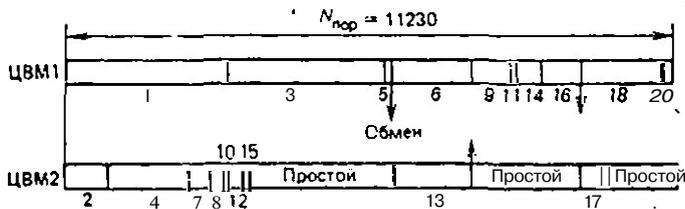


Рис. 6.14

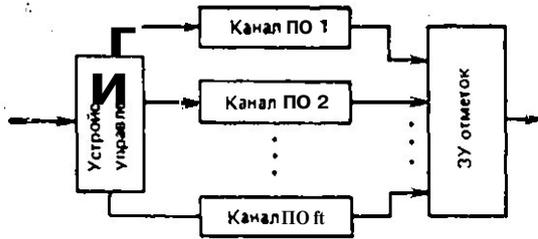


Рис. 6.15

операций и т. д. Условными являются и коэффициенты приведения операций умножения и деления к коротким операциям.

**Принципы распараллеливания процесса обработки радиолокационной информации по множеству обрабатываемых объектов.**

В системе обработки радиолокационной информации мы имеем дело с множеством объектов (сигналов, отметок, целей), информация о которых подлежит переработке по одинаковым алгоритмам. Если объекты независимы, то информацию о каждом из них можно обрабатывать независимо друг от друга. Говорят, что в этом случае в процессе обработки используется параллелизм независимых объектов.

Здесь рассмотрим примеры использования параллелизма независимых объектов на разных уровнях обработки информации от обзорной РЛС.

**Пример 1.** Возьмем многоканальное устройство первичной обработки сигналов, предназначенное для обнаружения и оценки параметров отметок от целой во всей зоне обзора РЛС (рис. 6.15). В схему входит многоканальное вычислительное устройство (совокупность специализированных процессоров обработки сигналов) и общее управляющее устройство (процессор), выполняющее функции распределения новой информации по каналам. Предполагается, что число параллельных каналов обработки равно или меньше числа независимых источников сигналов. В качестве независимых источников сигналов в этом случае выступают отрезки принимаемого случайного процесса в пределах каждого интервала временной дискретизации. При этом предполагается, что выбрана такая частота временной дискретизации входного процесса, что сигналы соседних участков дискретизации статистически независимы.

В каждом канале накапливаются сигналы и формируются отметки от цели, решаются задачи обнаружения и определения координат **отметок**, а также выдачи координат отметок в **общее ЗУ отметок**. Период поступления новых сигналов в каждый канал соответствует периоду посылок зондирующих сигналов. Поэтому требования к параметрам соответствующих вычислительных устройств здесь умеренные. Другим

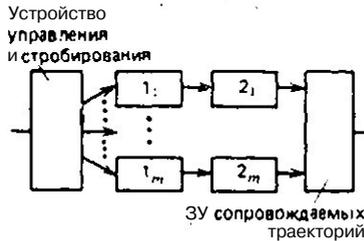


Рис. 6.16

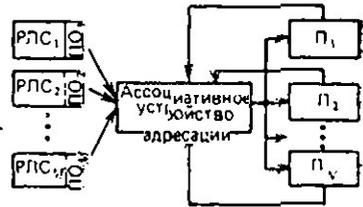


Рис. 6.17

достоинством рассматриваемой системы является малость затрат ресурсов на распределение задач по каналам.

Пример 2. Рассмотрим организацию автосопровождения траекторий целей с помощью автономных (одноцелевых) устройств (процессоров), выполняющих полный цикл обработки информации по одной цели. Такая система сопровождения (рис. 6.16) состоит из  $m$  каналов (процессоров), в каждом реализуются алгоритмы обнаружения, измерения параметров и селекции сигналов в физических стробах индивидуального сопровождения (блок 1) и алгоритм оценки параметров траектории и выдачи информации в систему формирования общей локационной обстановки (блок 2). В более общем случае каждый из комплексных алгоритмов обработки информации (первичной и вторичной) может быть реализован на отдельном специализированном вычислителе. Тогда число каналов первичной и вторичной обработки можно взять разным.

Кроме процессоров обработки в систему входит устройство (процессор), реализующее управление и коммутацию каналов обработки, а также стробирование приемных устройств. Такая система позволяет организовать обработку информации о целях в реальном масштабе времени с помощью вычислительных средств с ограниченной производительностью (см. гл. 9).

Пример 3. Рассмотрим организацию параллельной обработки информации от  $M$  независимых РЛС с помощью вычислительной системы, состоящей из  $N$  процессоров. Обработка заключается в построении траекторий целей по отметкам, выдаваемым каждой РЛС (точнее, устройством первичной обработки информации). РЛС, естественно, работают несинхронно, а зоны их видимости перекрываются. В схему вычислительной системы параллельной обработки информации (рис. 6.17) кроме процессоров входит объединяющее вычислительную систему ассоциативное устройство адресации, позволяющее производить одновременное сравнение координат каждой поступающей с РЛС отметки со стробами экстраполированных точек всех траекторий, сопровождаемых системой.

В процессе работы вычислительной системы каждый процессор засылает в ассоциативное устройство стробы тех целей, информацию о которых он в данное время обрабатывает. Стробы экстраполируются с определенным темпом, так что поступающие новые отметки и экстраполированные точки траекторий относятся к одному и тому же времени. Информация (отметки) от РЛС поступает на ассоциативное устройство, которое с помощью ассоциативного сравнения с границами всех стробов устанавливает, каким процессором эта отметка должна обрабатываться. Отметка передается соответствующему

процессору для обновления информации по конкретной цели. Если отметка принадлежит вновь появившейся цели (нет строба, к которому она может быть привязана), то информация поступает на один из **недогруженных** процессоров.

Загрузкой процессоров можно управлять. Для этого вычисляются коэффициенты **текущей** загрузки всех процессоров за каждый цикл **обзора**  $T_0$ .

где  $T_{ij}$  — время, затрачиваемое  $i$ -м процессором в  $j$ -м обзоре, на обработку всех **целей**;  $T_0$  — **цикл** обзора.

Для повышения стабильности управления определяется усредненный за  $n$  обзоров коэффициент загрузки

$$K_{згр\ i} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n k_{згр\ ij}$$

**Коэффициент** загрузки  $K_{згр\ i}$  уточняется после каждого обзора. Если все  $K_{згр\ i} = 1$  ( $i=1, \dots, N$ ), то **система** полностью загружена, и при поступлении новых (**принадлежащих** новым траекториям) отметок наступает **перегрузка системы**, о чем должен быть выдан сигнал управления РЛК.

Система может быть построена так, что сначала на полную вычислительную мощность загружается первый процессор, затем второй и т. д. При такой организации **проще** учесть недогрузку процессоров и организовать полную загрузку системы.

**Рассмотренная** параллельная система вторичной обработки радиолокационной информации **обладает** **повышенными** надежностью и живучестью, кроме того, обеспечивает повышение качества выдаваемой информации о сопровождаемых целях. Недостатком системы является необходимость **применения** сложного ассоциативного **устройства** адресации (особенно при большом числе **сопровождаемых** целей).

## Глава 7. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

### 7.1. Структура и основные технические параметры цифровых вычислительных машин и систем

В **настоящее** время цифровые вычислительные машины (ЦВМ) и системы (ЦВС) применяют во многих областях науки, техники и народного хозяйства для решения различных задач. Нас в дальнейшем **будут** **интересовать** **информационно-управляющие** ЦВС, которые должны обеспечивать:

**решение** задач сбора и переработки информации в реальном масштабе времени;

обмен информацией с датчиками и потребителями информации в процессе решения **функциональных** задач;

большую продолжительность **непрерывной** работы;

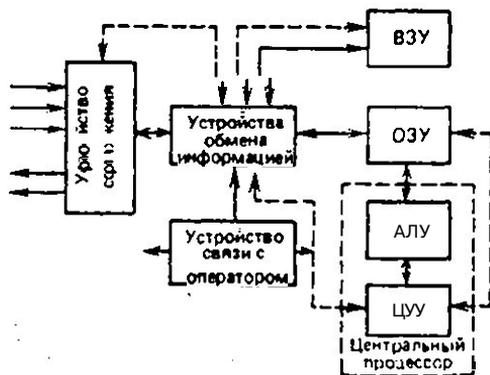


Рис. 7.1

одновременную реализацию широкого круга задач обработки информации и управления при относительной неизменности этих задач в течение всего периода эксплуатации.

Для удовлетворения перечисленных требований в каждом конкретном случае выбираются вычислительные средства и разрабатывается структура ЦВС. Различают одно- и многомашинные и многопроцессорные структуры. В данном параграфе приведены необходимые сведения по принципам построения и основным техническим параметрам ЦВС указанных структур.

Одномашинные вычислительные системы. Ядром одномашинной ЦВС (рис. 7.1 \*) является управляющая ЦВМ, основными устройствами которой являются:

центральный процессор (ЦП), в который входят арифметико-логическое устройство (АЛУ) и центральное устройство управления (ЦУУ);

оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), которое предназначено для хранения информации (программ, промежуточных и конечных результатов вычислений и др.), непосредственно используемой в процессе выполнения операций;

внешнее запоминающее устройство (ВЗУ), предназначенное для длительного хранения больших массивов информации и обмена ими с ОЗУ;

устройства обмена информацией, предназначенные для организации взаимосвязи между ОЗУ, управляющей ЦВМ и внешними устройствами (ВЗУ, внешними медленно действующими устройствами ввода-вывода и др.);

устройство связи с оператором, включающее пульт управления ЦВМ, дисплей и др.

В информационно-управляющих системах, в том числе к системам обработки радиолокационной информации, в состав ЦВС кроме управляющей ЦВМ входят устройства, обеспечивающие ее сопряжение с датчиками и потребителями информации, а также специализированные цифровые устройства предварительной обработки информации. На рис. 7.1 эти устройства объединены в один блок.

\* Здесь и в дальнейшем непрерывными линиями обозначены информационные связи, штриховыми — связи управления.

Как средства обработки данных управляющая ЦВМ характеризуется совокупностью технических параметров. С перечнем и обоснованием полного набора технических параметров ЦВМ читатель может познакомиться из многочисленной литературы по вычислительной технике. Здесь рассмотрим только часть из них, которые используются для сравнения управляющих ЦВМ между собой:

**Адресность** — число кодов адресов, содержащихся в коде команды. Различают одно-, двух-, трехадресные и безадресные команды. В управляющих ЦВМ обычно используют одноадресные команды.

**Разрядность представления чисел.** Управляющие ЦВМ характеризуются сравнительно малой разрядностью машинного слова, обычно 16, 24 или 32 разряда.

**Форма представления чисел.** Различают ЦВМ с фиксированной и плавающей запятой. В ЦВМ с фиксированной запятой числа представляются в виде правильной дроби, а запятая фиксируется перед первым (старшим) цифровым разрядом. В машинах с плавающей запятой каждое число задается знаком, мантиссой и порядком (нормальная форма представления чисел).

**Быстродействие процессора машины.** Для характеристики быстродействия процессора независимо от класса решаемых задач вводится понятие номинального быстродействия в соответствии с выражением

$$V_{ном} = 1/\tau_{кор}, \quad (7.1)$$

где  $\tau_{кор}$  — длительность короткой операции (операции сложения).

**Эффективное быстродействие машины** — среднее число операций, выполняемых машиной в единицу времени при реализации конкретного алгоритма:

$$V_{эф} = N_{оп} \kappa / T_p, \quad (7.2)$$

где  $N_{оп}$  — суммарное среднее число операций, выполняемых при однократной реализации алгоритма решаемой задачи;  $\kappa$  — коэффициент, зависящий от адресности машины (для одноадресной машины  $\kappa=1$ );  $T_p$  — время решения задачи:

$$T_p = \sum_{i=1}^n N_i \tau_i, \quad (7.3)$$

где  $n$  — число типов операций (сложение, умножение, деление, обращение к памяти и т. д.), выполняемых в процессе решения задачи;  $N_i$  — число операций  $i$ -го типа;  $\tau_i$  — время выполнения операции  $i$ -го типа.

С учетом (7.3) можно записать

$$V_{эф} = 1 / \sum_{i=1}^n p_i \tau_i, \quad (7.4)$$

где  $p_i$  — средняя частота (вероятность) выполнения операций  $i$ -го типа.

**Емкость запоминающих устройств (памяти) ЦВМ** может быть выражена в битах (ячейках памяти), байтах (8 битов), килобитах (1024 бита), килобайтах. Емкость памяти может быть выражена также в машинных словах, т. е. числом слов, длина которых в битах (ячейках) соответствует разрядности представления чисел в памяти машины.

**Быстродействие ЗУ,** которое обычно характеризуется временем обращения к ЗУ (временем цикла ЗУ)  $\tau_{цк}$ . Это время различно при

записи и считывания и определяется по формулам

$$\tau_{цк зп} = \tau_{цп} + \tau_{зп} + \tau_{сч}, \quad \tau_{цк сч} = \tau_{цп} + \tau_{сч} + \tau_{вос}, \quad (7.5)$$

где  $\tau_{цп}$  — время поиска информации;  $\tau_{зп}$  — время записи информации;  $\tau_{сч}$  — время считывания информации;  $\tau_{вос}$  — время, требуемое для восстановления разрушенной при считывании информации;  $\tau_{оч}$  — время подготовки соответствующих ячеек для записи (очистка ячеек).

Надежность ЦВМ, определяемая в общем случае вероятностью выдачи правильного решения при однократной реализации алгоритма:

$$P(t_p) = [1 - P_{сб}(t_p)] [1 - P_{отк}(t_p)], \quad (7.6)$$

где  $t_p$  — время однократной реализации алгоритма решаемой задачи;  $P_{сб}(t_p)$  — вероятность возникновения устраняемого (не приводящего к вынужденной остановке машины) сбоя в программе за время  $t_p$ ;  $P_{отк}(t_p)$  — вероятность возникновения аппаратурного отказа за время  $t_p$ .

При сравнительной характеристике ЦВС надежность ЦВМ обычно оценивается наработкой на отказ  $T_{н.о.}$ , численно равной среднему времени между отказами, причем под отказом в этом случае подразумеваются как аппаратурные неисправности, так и программные сбои, приводящие к прерыванию вычислений.

**Многомашинные вычислительные системы.** До недавнего времени эффективное **быстродействие** ЦВМ повышалось в основном за счет увеличения быстродействия элементной базы, а также путем **разработки** более эффективных алгоритмов вычислений. В настоящее время, когда быстродействие элементной базы близко к теоретически **достижимому**, основным направлением повышения **эффективного** быстродействия стало создание параллельных **вычислительных** систем. Идея **параллельных вычислений** достаточно проста: над решением **задачи** работает не одна машина (процессор), а несколько. Техническая же реализация этой идеи в большой степени зависит как от характера решаемых задач (возможность эффективного распараллеливания вычислительного процесса), так и от уровня развития параллельных вычислительных систем.

Одним из **возможных направлений** повышения **производительности** и надежности вычислительных средств при обработке информации в реальном **масштабе** времени является создание многомашинных вычислительных систем (МВС). По сравнению с организацией функционирования автономных ЦВМ, каждая из которых решает задачи последовательно, в МВС **возникает** принципиально новая задача организации координированного вычислительного процесса параллельно на нескольких машинах. Основными факторами, определяющими **структуру** МВС, являются: целевое назначение системы, необходимая производительность и емкость памяти МВС при решении заданной совокупности **задач**, заданная функциональная надежность МВС с учетом условий эксплуатации и экономических факторов (допустимая стоимость, допустимый расход энергии и т. д.).

Для обеспечения решения на МВС одной целевой задачи необходим обмен информацией между **машинами**. Это требует **определенных** затрат памяти и производительности ЦВМ системы и тем самым снижает эффективность их объединения в вычислительную систему. Имеют место простои машины, связанные с ожиданием результатов решения некоторых задач предыдущего яруса до начала параллельного решения задач **следующего** яруса. Эти обстоятельства приводят к тому, что производительность МВС **практически** всегда меньше суммы **производительностей отдельных ЦВМ**. Однако при этом другие характеристики,

например надежность и живучесть, существенно возрастают, а главное, появляется возможность решения связанных задач **существенно** большего объема, чем на **одной ЦВМ**, за счет комплексирования и структурной **модификации** вычислительных средств с ограниченным эффективным **быстродействием** и емкостью памяти.

В общем случае **производительность МВС**, определяемая через эффективное быстродействие ЦВМ, входящих в ее состав, называется **эффективной производительностью МВС** и по определению равна

$$P_{\text{эф}} = K(M) \sum_{i=1}^M V_{\text{эф}i}, \quad (7.7)$$

где  $V_{\text{эф}i}$  — эффективное быстродействие  $i$ -й машины;  $M$  — число машин в системе;  $K(M) < 1$  — коэффициент, учитывающий системные затраты производительности, зависящий от числа  $M$  объединяемых в систему машин.

В МВС машины могут выполнять программы совершенно автономно или во **взаимодействии** друг с другом. В соответствии с этим **можно** рассматривать два **типа МВС**. В системах первого типа **единство вычислительной системы** определяется **только** обменом информации между **автономными ЦВМ**. Такие МВС создаются, как правило, из **однотипных ЦВМ**, каждая из которых имеет процессор и память и взаимодействует с **другими** через **специальные** устройства и каналы **обмена** информацией. Примером такой системы **является резервированная МВС**, в которой из общего числа  $M$  составляющих ЦВМ  $M-m$  являются рабочими, а  $m$  — **резервными**. При создании МВС первого типа **важной** задачей является обеспечение межмашинного обмена информацией. Различают следующие способы организации такого обмена:

между ОЗУ ЦВМ через общее поле оперативной памяти;

между ОЗУ ЦВМ через стандартные каналы обмена информацией с **помощью** специального устройства, называемого адаптером канал — канал;

между внешними накопителями через стандартные каналы обмена информацией с помощью общего (объединенного) устройства управления внешними **накопителями**.

Системами второго типа являются **МВС, предназначенные** для повышения производительности путем **одновременного** решения **несвязанных** участков **распараллеленного** алгоритма. Такие системы **являются** **многомашинными** с программируемой структурой. Обычно они создаются из однотипных машин, т. е. являются **однородными**. Функциональное взаимодействие между машинами в таких системах осуществляется через **регулярную** программируемую сеть связи, которая организуется с помощью стандартных каналов и коммутаторов.

Коммутатор и ЦВМ, дополненная блоком реализации системных операций (БРСО), составляет **элементарную** ячейку однородной МВС [15]. Соединение элементарных ячеек в систему может быть кольцевым или матричным. Пример кольцевой однородной МВС показан на **рис. 7.2**. Коммутаторы  $K_i$  состоят из вентилях, которые **открывают** или **закрывают** канал связи, идущий к соседней справа ячейке, БРСО содержит регистр настройки и узел, в котором реализуются системные операции. Содержание регистра настройки определяет вид соединительной функции коммутатора и степень участия соответствующей элементарной ячейки при решении задач на каждом этапе.

Системными **операциями** однородной МВС являются **операции**;

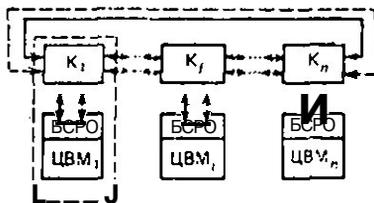


Рис. 7.2

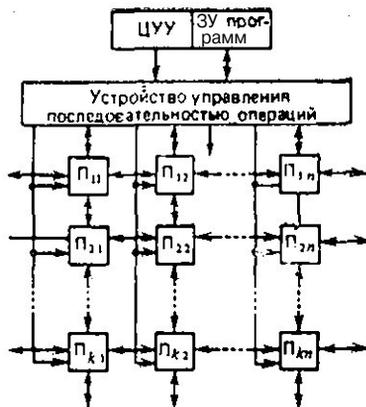


Рис. 7.3

настройки, предназначенные для программирования структуры связей между элементарными ячейками;  
 обмена для организации обмена информацией между элементарными ячейками МВС;

обобщенного условного перехода для управления процессом вычислений при совместной работе машин в системе;

обобщенного безусловного перехода для обеспечения вмешательства в вычислительный процесс из одной ячейки в любую другую ячейку системы.

Построенная по такому принципу МВС позволяет реализовать любые алгоритмы, т. е. является алгоритмически универсальной. Такие системы в предположении неограниченного числа ячеек (машин) не имеют ограничений по производительности при решении сложных задач и позволяют обеспечить требуемую надежность и живучесть системы.

Задача проектирования МВС состоит в выборе числа машин, обеспечивающих реализацию комплексного алгоритма решаемых задач в реальном масштабе времени и требуемую надежность функционирования с учетом системных потерь эффективного быстродействия.

Многопроцессорные вычислительные системы для обработки информации. Многопроцессорной называется вычислительная система, содержащая несколько процессоров, связанных между собой общими для них памятью и внешними устройствами. Как правило, многопроцессорная вычислительная система (МПВС) создается из однородных процессоров. Однородность обеспечивает их взаимозаменяемость, а это позволяет значительно повысить надежность и живучесть МПВС. Наличие единого ОЗУ, одинаково доступного для всех процессоров, сокращает затраты, необходимые для обмена данными при параллельном выполнении вычислений. В основном же производительность МПВС увеличивается по сравнению с однопроцессорной системой (машиной) благодаря одновременной обработке нескольких задач или параллельной обработке различных частей одной задачи.

Для эффективного использования МПВС необходимо весь комплекс подлежащих исполнению программ разделить на ряд подпрограмм, которые могут выполняться параллельно, используя при этом информацию из единой памяти. По сравнению с МВС в данном случае

осуществляется общее управление вычислениями с помощью единого для всех процессоров потока команд управления. Программирование МПВС отличается от программирования МВС и представляет самостоятельную задачу теории и техники системного программирования.

В настоящее время однородные МПВС для обработки информации строятся в основном со структурами двух типов: с параллельной — матричные и ассоциативные и с последовательной — магистральные.

Матричные МПВС имеют одно устройство управления и множество процессоров, объединенных в матрицу (рис. 7.3). Каждый процессор имеет собственное ОЗУ и оперирует своими данными, а вся система оперирует большим массивом упорядоченных данных. В составе МПВС имеется центральное устройство управления (ЦУ) и ЗУ для хранения программ. Кроме того, не исключается наличие общего ЗУ, к которому могут в соответствии с установленными правилами обращаться все процессоры. Типичной МПВС с матричной структурой является система ILLIAC-IV (США). Описание большого числа матричных МПВС имеется в литературе (например, [8]). Ассоциативные параллельные МПВС отличаются от матричных наличием так называемой ассоциативной памяти — памяти, в которой данные могут быть выбраны на основании их содержания, а не по адресам данных. МПВС с параллельной структурой предназначены главным образом для решения задач, обладающих естественным параллелизмом [17], так как в них все процессоры одновременно выполняют одну и ту же операцию (каждый над своими данными). При обработке радиолокационной информации такие системы могут быть использованы при пространственной обработке радиолокационных сигналов, фильтрации параметров траекторий рекуррентными фильтрами, реализуемыми в матричной форме, и др., т. е. там, где должны выполняться преимущественно операции линейной алгебры (умножение векторов и матриц, обращение матриц и т. д.).

Магистральная МПВС объединяет несколько независимых процессоров, соединенных между собой так, что информация на выходе одного процессора является входной информацией другого, т. е. процессоры обрабатывают информацию последовательно (конвейерно). Конвейерный принцип обработки основан на разбиении процесса решения задачи на ряд фаз и совмещении во времени процесса выполнения этих фаз. Преимуществами магистральных МПВС по сравнению с матричной являются умеренные требования к внутренним связям и простота наращивания вычислительной мощности МПВС. К недостаткам относится сложность организации приоритетного обмена между элементами системы.

Наибольшее применение в информационных системах реального времени [71] нашли две разновидности магистральной МПВС: с одним внутренним магистральным каналом, работающим в режиме разделения времени (рис. 7.4.а), и с многосвязным внутренним магистральным каналом на базе многоходовых (з частности, двухходовых) модулей памяти (рис. 7.4.б). В первой все модули такой системы: долговременное и оперативное ЗУ (ДЗУ, ОЗУ), центральный и спецпроцессоры (ЦП, СП) и др. — подключены к одной магистрали. Имеется устройство управления магистралью, которое предназначено для разрешения конфликтных ситуаций при одновременном обращении к ОЗУ нескольких процессоров, а также для управления вводом и выводом информации через модули каналов обмена информацией. Функционирование одномагистральной МПВС осуществляется следующим образом. По мере необходимости каждый процессор подает заявку в магистраль на обращение к ОЗУ или ДЗУ. Если магистраль свободна, то процессор

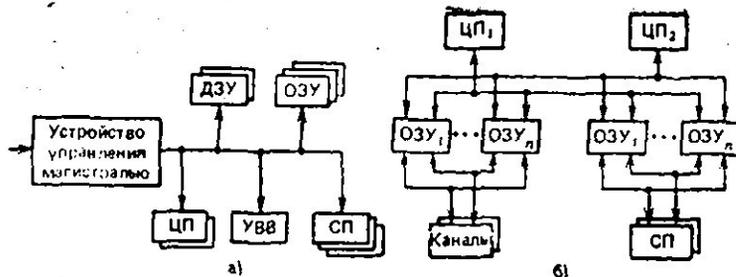


Рис. 7.4

немедленно получает доступ к ЗУ. В противном случае он переходит в режим ожидания. Из этого режима он выйдет тогда, когда магистраль освободится от обслуживания очередной заявки и от вышестоящих по приоритету процессоров не поступят новые заявки. Следовательно, к магистрали предъявляются высокие требования по пропускной способности. Расчет требуемой пропускной способности магистрали производится в каждом конкретном случае с применением методов теории массового обслуживания. Наконец отметим, что данная структура обладает ограниченным быстродействием, определяемым пропускной способностью магистрали и, кроме того, с выходом из строя магистрали система полностью выходит из строя. Положительным свойством рассматриваемой МПВС является ее простота.

В МПВС с многосвязным каналом (рис. 7.4,б) все процессоры работают в независимом асинхронном режиме, что практически исключает конфликты. Система обладает высокой надежностью и позволяет практически неограниченно наращивать производительность. Недостатком является сложность, особенно из-за использования индоговходовой памяти.

При разработке МПВС основной задачей является обеспечение требуемой производительности за счет выбора числа входящих в нее процессоров. С увеличением числа процессоров в МПВС возрастает доля непроизводительных затрат, обусловленных временем ожидания в очереди при обращении процессоров к памяти и при одновременном обращении процессоров к общим таблицам и операционным системам, а также затратами времени на работу программы-диспетчера.

Суммарная производительность МПВС определяется по формуле

$$P_{МПВС} = MV_{эф}(1 - \eta), \quad (7.8)$$

где  $M$  — число процессоров;  $V_{эф}$  — эффективное быстродействие одного процессора;  $\eta$  — коэффициент относительных потерь производительности. Это выражение позволяет приблизительно определить требуемое число процессоров, если задана требуемая суммарная производительность системы.

Микропроцессорные вычислительные системы. В последние годы в вычислительной технике бурно развивается новое направление, становление которого связано с появлением микропроцессоров и микропроцессорных наборов. Появились небольшие и сравнительно недорогие микроЦВМ, обладающие всеми свойствами обычных ЦВМ. Все элементы микроЦВМ — программируемое арифметико-логическое

устройство (микропроцессор), замыкающее устройство, устройства ввода-вывода — изготавливаются на БИС, что обеспечивает их универсальность и высокую надежность.

Однако микроЦВМ обладают сравнительно небольшим быстродействием. Требуемая производительность при обработке информации в реальном масштабе времени достигается в этом случае путем организации многомашинных вычислительных систем, объединяющих несколько микроЦВМ. Такие вычислительные системы называют микропроцессорными.

В микропроцессорной ЦВС для межмашинного обмена информацией должна быть организована сеть связи между элементами, входящими в систему. Конфигурация и степень сложности этих связей зависят от алгоритмов решаемых задач, от распределения функции между машинами, а также от допустимого числа связей, приходящихся на одну машину (устройство ЗУ микроЦВМ).

В качестве примера рассмотрим структурную схему (рис. 7.5,а) микропроцессорной ВС СМ [65]. Главным компонентом ее является вычислительный модуль (микроЦВМ). Каждый вычислительный модуль включает процессорный элемент (микропроцессор), местное ЗУ, устройства ввода-вывода (УВВ) и коммутатор, обеспечивающий связь между элементами модуля и с другими модулями системы. Запоминающее устройство системы в целом состоит только из местных ЗУ, входящих в систему модулей. Каждый процессор может обращаться непосредственно к местному ЗУ или через контроллеры преобразования адресов (КПА) к ЗУ других вычислительных модулей. Так обеспечивается доступ любого процессора ко всей памяти системы, а механизм адресации совершенно не зависит от расположения элементов ЗУ, к которым производится обращение. Меняется только время обращения в зависимости от «расстояния» до адресуемой ячейки ЗУ. Связь вычислительных модулей с КПА осуществляется с помощью одноканальной шины связи в режиме разделения времени. При этом предполагается, что большинство обращений процессора будет адресоваться к местному ЗУ, т. е. процессор будет мало загружать каналы связи между модулями. Однако чтобы обеспечить требуемую надежность системы, а также возможность ее наращивания, вычислительные модули объединяются в блоки, которые включают от 1 до 14 модулей.

Рассматриваемая система отличается большей, чем и обычных машинах, сложностью взаимосвязей процессор — ЗУ, что приводит к потере эффективного быстродействия модулей. Поэтому высокая производительность в целом может быть достигнута только при эффективном взаимодействии модулей. В частности, должно быть обеспечено предотвращение перегрузки каналов передачи данных между модулями. Для этого надо в процессе распараллеливания вычислительного процесса и программирования обеспечить преимущественное обращение каждого процессора к местному ЗУ или к ЗУ в пределах одного блока.

Другим примером микропроцессорной ЦВС является многопроцессорная система на базе микроЦВМ «Электроника НЦ-05» [66] (рис. 7.5,б). В этой системе связь между модулями обработки, хранения и передачи информации асинхронная с помощью одной магистрали. При подключении к магистрали нескольких процессоров они работают в режиме разделения времени. Эффективность такой работы зависит от пропускной способности магистрали. Для разгрузки магистрали в состав каждого процессора вводится блок внутренней памяти, доступный для запросов данному процессору, а через магистраль и всем остальным процессорам, подключенным к магистрали. Возможно

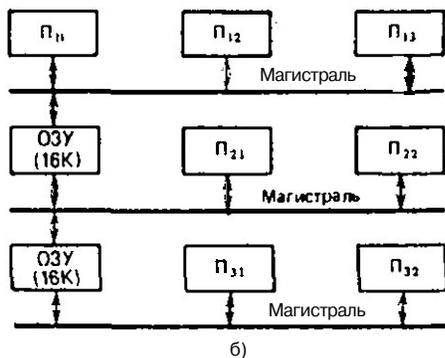
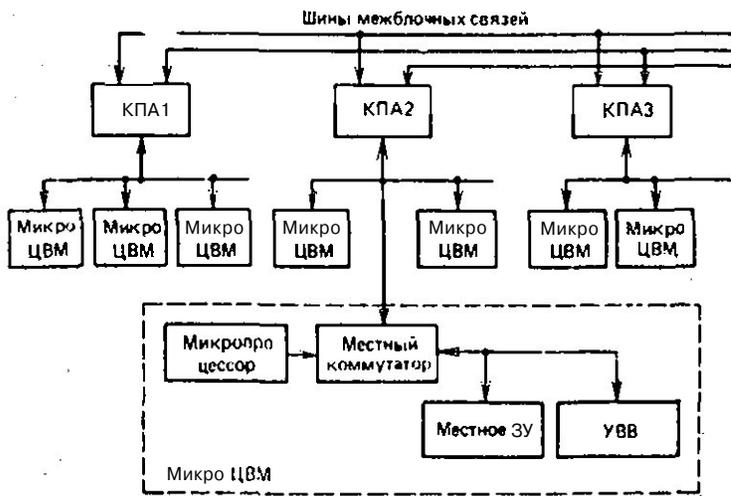


Рис. 75

объединение нескольких одномагистральных систем. Для связи между магистралями применяются блоки двухвходовой памяти (ОЗУ) емкостью 16К слов.

## 7.2. Обоснование требований по эффективному бысродействию (производительности) ЦВС

Цифровая обработка радиолокационной информации осуществляется в реальном масштабе времени в соответствии с темпом поступления заявок на реализацию определенных алгоритмов. Эти заявки должны обслуживаться системой в ограниченное время, определяемое темпом их

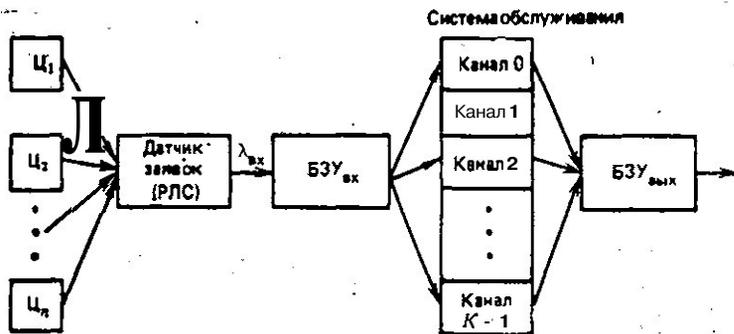


Рис. 7.6

поступления от соответствующих фаз (этапов) обработки. Следовательно, **основная** задача при проектировании ЦВС для обработки радиолокационной информации — **обеспечить** выполнение основных ограничений **на** время обслуживания поступающих в систему заявок.

Плодотворной базой изучения функционирования систем в динамическом режиме **работы** с целью обоснования требований к составу и техническим параметрам вычислительных средств является теория массового обслуживания [10] — **В** данном параграфе на основе теории массового обслуживания обосновываются требования к вычислительной системе по эффективному быстрдействию применительно к решению задач обработки информации в реальном масштабе времени.

**ЦВС обработки радиолокационной информации как система массового обслуживания.** Система массового обслуживания (СМО) взаимодействует с источниками заявок на обслуживание. **В** рассматриваемом случае **в** качестве источников заявок на обслуживание выступают цели и другие (мешающие) объекты, находящиеся в зоне обзора РЛС (рис. 7.6). Эти источники взаимодействуют с системой обслуживания не непосредственно, а с помощью датчика заявок, в качестве которого выступает РЛС. В РЛС заявки на обслуживание преобразуются в сигналы, подлежащие обработке. Упорядоченная в процессе зондирования и обзора контролируемого пространства **временная** последовательность этих сигналов образует входящий поток заявок для системы обслуживания.

**В** общем случае входящий поток рассматривается как случайный процесс, задаваемый плотностью распределения вероятности длительности интервалов между **моментами**

тами поступления двух соседних заявок. В системе обработки радиолокационной информации исходный входящий поток — это поток целей, поступающих в зону обзора РЛС. Для этого потока на начальном этапе проектирования системы можно принять экспоненциальное распределение длительности интервалов  $\tau_{ц}$  между соседними целями, т. е.

$$\omega(\tau_{ц}) = \Lambda \exp(-\Lambda \tau_{ц}), \quad (7.9)$$

где  $\Lambda_{ц} = 1/\bar{\tau}_{ц}$  — плотность потока, равная среднему числу целей, пересекающих внешнюю границу зоны обзора РЛС в единицу времени;  $\bar{\tau}_{ц}$  — средний интервал времени между двумя рассматриваемыми событиями (пересечениями). Поток с плотностью распределения длительности интервалов (7.9) называется пуассоновским. Если выполняются дополнительные требования стационарности, ординарности и отсутствия последствия, то пуассоновский поток называют простейшим [10].

Среднее число целей, одновременно находящихся в зоне обзора РЛС:

$$N_{ц} = \Lambda_{ц} \bar{t}_{з}, \quad (7.10)$$

где  $\bar{t}_{з}$  — среднее время пребывания цели в зоне обзора РЛС. В дальнейшем предполагается, что цели распределены в зоне обзора РЛС равномерно с одинаковой средней плотностью на единицу ее объема.

На входе системы обработки пространственная картина расположения целей в зоне обзора РЛС преобразуется во временную последовательность сигналов, подлежащих обработке. Этот поток в дальнейшем также принимается простейшим с интенсивностью  $\lambda_{ц} = N_{ц} T_{о}$  ( $T_{о}$  — период обзора зоны).

Гипотеза о простейшем потоке заявок на входе системы обработки во многих случаях не соответствует характеристикам реального входящего потока. Тем не менее применение ее при проектировании считается допустимым, во-первых, из-за простоты анализа СМО и, во-вторых, из-за того, что простейший входящий поток является для таких систем наиболее «сложным» в обслуживании, так что система, спроектированная исходя из простейшего входящего потока обеспечивает успешное обслуживание других возможных потоков с той же интенсивностью.

Наряду с полезными сигналами, отраженными от целей, на вход системы обработки в качестве заявок на обслуживание поступают ложные сигналы, образованные внутренними и внешними помехами. Поток ложных заявок

Также с определенными допущениями можно считать простейшим.

Обслуживание заявок входящего потока организуется в обслуживающей системе. Под обслуживающей системой при этом подразумеваются как устройства, осуществляющие непосредственное обслуживание заявок, так и устройства, предназначенные для хранения очереди заявок, подлежащих обслуживанию. Система обслуживания характеризуется (рис. 7.6):

числом устройств (мест), предназначенных для хранения очереди заявок входящего потока (емкостью  $Q_{\text{БЗУ}_{\text{вх}}}$  буферного накопителя  $\text{БЗУ}_{\text{вх}}$ );

числом устройств (каналов)  $K$ , которые могут обслуживать заявки одновременно;

числом устройств (мест) для накопления результатов обработки (емкостью  $Q_{\text{БЗУ}_{\text{вых}}}$  буферного накопителя  $\text{БЗУ}_{\text{вых}}$ ).

Очередь заявок на обслуживание хранится в  $\text{БЗУ}_{\text{вх}}$  ЦВМ (ЦВС). Длительность ожидания обслуживания и соответственно число ожидающих обслуживания заявок (длина очереди) являются случайными величинами, зависящими от статистических характеристик входящего потока и интенсивности обслуживания. Так как емкость БЗУ ограничена, то и длина очереди на обслуживание и, следовательно, время ожидания обслуживания ограничены. Такая СМО называется системой с ограниченной очередью (ограниченным временем ожидания). Таким образом, цифровая система обработки радиолокационной информации относится к классу СМО с ограниченной очередью.

Обслуживание заявок в системе реализуется на ЦВМ или спецпроцессорах в одном или ряде параллельных каналов и сводится к однократной реализации программ соответствующих алгоритмов. Время, затрачиваемое на каждую реализацию алгоритма, по многим причинам является случайной величиной и, следовательно, может быть задано только статистически. Если обозначить время обслуживания одной заявки через  $\tau_{\text{обсл}}$ , то исчерпывающей его характеристикой как случайной величины будет плотность распределения вероятности  $\psi(\tau_{\text{обсл}})$ . Особое место в теории массового обслуживания занимают системы с экспоненциальным распределением времени обслуживания

$$\psi(\tau_{\text{обсл}}) = \mu \exp(-\mu \tau_{\text{обсл}}), \quad (7.11)$$

где  $\mu = 1/\bar{\tau}_{обсл}$  — интенсивность обслуживания. Приближенное описание процесса обслуживания в системе обработки радиолокационной информации экспоненциальным распределением позволяет достаточно просто производить аналитический расчет его характеристик при простейшем входящем потоке заявок.

Если процесс обслуживания в системе обработки радиолокационной информации осуществляется  $K$  идентичными каналами (процессорами), каждый из которых имеет экспоненциальное распределение времени обслуживания, плотность распределения вероятности времени обслуживания определяется выражением

$$w_i(\tau_{обсл}) = \frac{\tau_{обсл}^{i-1}}{\tau_{обсл}^i (K-1)!} e^{-\tau_{обсл}} \quad (7.12)$$

где  $\bar{\tau}_{обсл} = 1/\mu K$  — средняя длительность обслуживания. Распределение (7.12) называется распределением Эрланга. При  $K=1$  оно вырождается в экспоненциальное.

Применяются и другие распределения, которые могут быть представлены несколькими экспонентами с различной скоростью затухания. Представление плотности распределения времени обслуживания в виде комбинации экспоненциальных составляющих позволяет аппроксимировать процесс обслуживания марковским процессом и получить аналитическое решение задачи.

К сожалению, в системах цифровой обработки радиолокационной информации плотность распределения вероятности времени обслуживания обычно отличается от экспоненциальной и не сводится к эрланговским распределениям. Поэтому распределения времени обслуживания должны анализироваться в каждом конкретном случае построения системы обработки.

Наконец, несколько слов о выходящем потоке обработанной информации, которая сначала запоминается в БЗУ<sub>вых</sub>, а затем с заданным темпом выдачи информации передается потребителям. Обычно обработка радиолокационной информации реализуется рядом последовательно связанных вычислителей. В процессе обработки производить преобразование потоков: потока сигналов в поток координат (отметок) от обнаруженных целей, потока отметок в поток параметров траекторий сопровождаемых целей и т. д. При этом в процессе обработки выходящий поток предыдущего этапа является входящим потоком последующего.

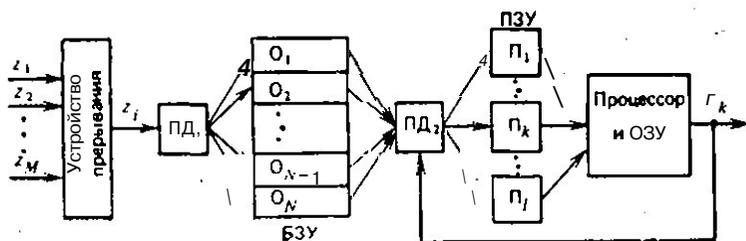


Рис. 7.7

В рассматриваемом случае выходящие потоки каждого этапа обработки, как и входящие, можно представить как простейшие, а их интенсивности подсчитать по предполагаемым параметрам целевой и помеховой обстановки в зоне обзора РЛС. Например, плотность потока истинных отметок на выходе цифровой системы первичной обработки сигналов определяется числом целей в зоне обзора, вероятностью их обнаружения и темпом обзора. Аналогично плотность потока ложных отметок определяется помеховой обстановкой в зоне обзора, темпом обзора и т. д. Знание плотностей выходящих потоков потребуется для обоснования требуемой емкости  $БЗУ_{вых}$ , при проектировании каналов межмашинного обмена в системе и каналов связи с потребителями.

Анализ функционирования однопроцессорной управляющей ЦВМ как системы массового обслуживания. Пусть система цифровой обработки радиолокационной информации или некоторая ее подсистема реализуется на однопроцессорной ЦВМ (рис. 7.7). Будем считать, что на вход системы поступает многомерный поток заявок на обслуживание, число  $M$  составляющих которого соответствует заданному числу алгоритмов, предназначенных для реализации на ЦВМ. Заявки  $z_1, z_2, \dots, z_M$  поступают в устройство прерывания, входящее в состав процессора ЦВМ. При поступлении заявки  $z_i$  это устройство осуществляет прерывание вычислительного процесса и передает управление программе-диспетчеру  $ПД_1$ , который организует прием и постановку заявки  $z_i$  в свою очередь, в соответствии с присвоенным ей приоритетом (если она не подлежит немедленному обслуживанию). Очередь размещается в ячейках БЗУ, причем группы ячеек  $O_1, O_2, \dots, O_N$  образуют зоны хранения заявок с соответствующими приоритетами. В пределах каждой приоритетной зоны заявки записываются в порядке поступления.

После приема и постановки в очередь поступившей заявки управление передается диспетчеру ПД<sub>2</sub>, который организует обработку (обслуживание) заявок из очереди с помощью процессора ЦВМ.

Процесс выбора новой заявки из множества заявок, ожидающих обслуживания, состоит в следующем. После обработки очередной заявки диспетчер ПД<sub>2</sub> последовательно анализирует состояние очередей  $O_1, O_2, \dots, O_m$  и выбирает для обслуживания заявку  $z_k$ , имеющую наибольший приоритет. Вызывается соответствующая программа обработки  $P_k$ , которая и реализуется в процессоре. Обслуженная заявка  $z_k$  покидает систему, а управление вновь передается диспетчеру ПД<sub>2</sub>. Если очередь отсутствует, диспетчер ПД<sub>2</sub> переключает процессор в режим ожидания.

В каждый момент времени процессор может выполнять только одну программу. Поэтому рассматриваемая система обслуживания является **одноканальной**.

Одной из важнейших характеристик качества ЦВМ как СМО является коэффициент загрузки. Коэффициент загрузки характеризует долю времени, в течение которого обслуживающая система (ЦВМ) занята обработкой заявок, и одновременно вероятность того, что в произвольный момент времени обслуживающая система работает (не простаивает). Для входящего потока с плотностью  $\lambda_k$

$$\rho_k = \lambda_k / \mu_k,$$

где  $\mu_k = 1 / \tau_{\text{обсл } k}$  — интенсивность обслуживания заявок  $k$ -го потока. Суммарный коэффициент загрузки ЦВМ всеми  $M$  входящими потоками будет

$M$

Установившимся стационарным режимом работы СМО является такой режим, при котором вероятностные характеристики функционирования системы не зависят от времени. Условие существования установившегося режима определяется значением коэффициента загрузки  $R < 1$ . Значение  $Q = 1 - R$  называется коэффициентом простоя. В установившемся режиме работы, СМО  $Q > 0$ . С точки зрения рационального использования оборудования ЦВМ коэффициент  $Q$  желательно иметь минимальным.

Качество функционирования ЦВМ как СМО определяется также временем пребывания заявки в системе, отсчитываемым от момента ее поступления в систему до мо-

мента окончания обслуживания в процессоре. Для  $k$ -й заявки это время складывается из времени ожидания обслуживания  $t_{ож\ k}$  и собственно времени обслуживания  $\tau_{обсл\ k}$ :

$$\bar{t}_{гk} = \bar{t}_{ож\ k} + \bar{\tau}_{обсл\ k}. \quad (7.13)$$

Обычно под  $\bar{t}_{ож\ k}$  и  $\bar{\tau}_{обсл\ k}$  подразумеваются средние значения соответствующих интервалов времени.

Средняя длительность ожидания обслуживания зависит от дисциплины обслуживания потока поступающих заявок --- порядка выбора заявок многомерного потока на обслуживание из числа находящихся в очереди. Различают следующие дисциплины обслуживания:

бесприоритетная — обслуживание в порядке поступления заявок в систему («кто раньше пришел, тот раньше обслуживается»);

с относительными приоритетами — преимущественное право на обслуживание учитывается только в момент выбора очередной заявки на обслуживание;

с абсолютными приоритетами — поступившая заявка с более высоким, чем у обслуживаемого требования, приоритетом прерывает обслуживание менее приоритетной заявки и немедленно принимается на обслуживание.

При неприоритетной дисциплине обслуживания среднее время ожидания для всех заявок одинаково и равно

$$\bar{t}_{ож} = \sum_{k=1}^M p_k \bar{\tau}_{обсл\ k} (1 + v_k^2) / 2(1 - R), \quad (7.14)$$

где  $v_k = \sigma_{обсл\ k} / \bar{\tau}_{обсл\ k}$  — коэффициент вариации, определяемый отношением среднеквадратического отклонения длительности обслуживания к ее среднему значению. В соответствии с (7.14) минимальное среднее время ожидания будет при постоянном времени обслуживания заявок всех типов, когда  $v_k = 0$ . При экспоненциальном распределении времени обслуживания  $v_k = 1$  и, следовательно, среднее время ожидания заявок в очереди увеличивается в два раза по сравнению со случаем постоянного времени обслуживания.

Одной из наиболее распространенных в информационных системах дисциплин обслуживания является дисциплина с фиксированными относительными приоритетами для каждого из составляющих потоков заявок. При такой дисциплине появление заявки с высоким приоритетом не вызывает прерывания обслуживания зая-

вок с низшим приоритетом, если оно уже началось. Среднее время ожидания в очереди для заявки  $i$ -го приоритета (независимо от распределения времени обслуживания)

$$\bar{t}_{ож\ i} = \sum_{k=1}^M \rho_k \bar{\tau}_{обсл\ k} (1 + \nu_k^2) / 2(1 - R_{i-1})(1 - R_i), \quad (7.15)$$

где  $R_{i-1} = \rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_{i-1}$  — коэффициент загрузки ЦВМ, создаваемый потоками с приоритетами выше  $i$  (чем выше приоритет, тем меньше  $i$ );  $R_i = \rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_i$  — коэффициент загрузки, создаваемый потоками с приоритетами не ниже  $i$ .

Анализ формулы (7.15) показывает, что с уменьшением приоритета время ожидания начала обслуживания монотонно увеличивается. Если же сравнить время ожидания заявок, имеющих относительные приоритеты, с временем ожидания при беспriorитетном обслуживании, то увидим, что введение относительных приоритетов приводит к уменьшению времени ожидания для требований с высокими приоритетами за счет увеличения времени ожидания для заявок с низкими приоритетами.

В системе с относительными приоритетами на длительность ожидания обслуживания существенное влияние оказывает уровень общей загрузки системы. При малом уровне загрузки ( $R = 0,2 \dots 0,3$ ) наличие относительных приоритетов сравнительно мало влияет на перераспределение времени ожидания между заявками различных потоков. При большой загрузке это влияние усиливается и приводит к существенному сокращению времени ожидания заявок высокого приоритета за счет увеличения времени ожидания заявок низкого приоритета.

Кроме рассмотренных, в ряде случаев применяют дисциплины обслуживания с абсолютными приоритетами для некоторых из составляющих потоков. При обслуживании с абсолютными приоритетами средняя длительность ожидания заявки в очереди

$$\bar{t}_{ож\ i} = \frac{\sum_{k=1}^M \rho_k \bar{\tau}_{обсл\ k} (1 + \nu_k^2)}{1 - R_{i-1}} \cdot \frac{1}{2} (1 - R_{i-1})(1 - R_i)$$

Очевидно, что введение абсолютных приоритетов приводит к еще большему сокращению времени ожидания обслуживания для заявок с высокими приоритетами, но одновременно с этим растет время ожидания низкоприоритетных заявок. Зависимости, иллюстрирующие изменение средне-

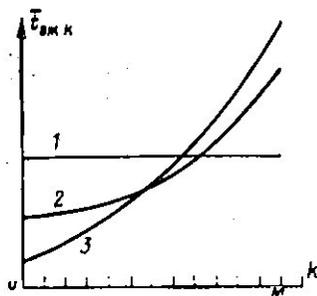


Рис. 7.8

го времени ожидания обслуживания от приоритетов заявок, приведены на рис. 7.8. При бесприоритетном обслуживании (1 на рис. 7.8) среднее время ожидания постоянно, при относительных (2) и абсолютных (3) приоритетах имеет место уменьшение времени ожидания более приоритетных заявок за счет увеличения

этого времени для менее приоритетных заявок.

Обычно в системе обработки радиолокационной информации необходимо выполнять жесткие ограничения на время ожидания только для заявок отдельных потоков, что требует присвоения им абсолютных приоритетов (например, заявок на прием информации). Для других заявок имеется запас по времени ожидания, и им можно присвоить относительные приоритеты. Часть заявок можно обслуживать в порядке простой очереди. Таким образом, приходим к необходимости применения смешанных дисциплин обслуживания, анализ которых производится в каждом конкретном случае методом моделирования.

Возвращаясь к выражению (7.13) подчеркнем, что среднее время ожидания  $\bar{t}_{ож.к}$  является составной частью общего времени пребывания требования в системе наряду с временем обслуживания  $\bar{t}_{обсл.к}$ . Однако время обслуживания не изменяется с изменением дисциплин обслуживания. Поэтому в качестве основной временной характеристики функционирования ЦВМ считается среднее время ожидания обслуживания  $t_{ож.к}$ .

Другие характеристики СМО будут вводиться по мере необходимости в дальнейшем.

**Обоснование** требований к эффективному быстрдействию ЦВМ (ЦВС) при обработке потока заявок. Исходными данными для обоснования требований к эффективному быстрдействию ЦВМ (ЦВС) в рассматриваемом случае являются:

алгоритм вычислительного процесса, представленный в виде граф-схемы для каждого из составляющих потоков заявок;

трудоемкость составляющих комплексных алгоритмов, выраженная средним числом и дисперсией числа приве-

**денных операций, выполняемых** при однократной реализации этих алгоритмов;

класс СМО, к которому может быть отнесена проектируемая вычислительная система.

Представление комплексных алгоритмов и расчет их трудоемкости производится рассмотренными в гл. 6 способами.

Класс СМО, к которому должна быть отнесена проектируемая ЦВС, определяется требованиями на время пребывания заявок в системе или при независимом от класса системы времени обслуживания заявок допустимым временем ожидания обслуживания.

Назовем системами первого класса вычислительные системы, в которых не накладываются ограничения на время ожидания в очереди на обслуживание заявок всех составляющих входящего потока. Для таких систем необходимо, чтобы эффективное быстродействие процессора было достаточно для обслуживания поступающих заявок за конечное время, предельное значение которого в данном случае не ограничивается.

Время ожидания заявок в очереди на обслуживание конечно, если система работает в стационарном режиме, т. е. если ее суммарный коэффициент загрузки всеми входящими потоками меньше единицы. Условие стационарности

$$\sum_{k=1}^M p_k = \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{\tau}_{обсл\ k} < 1. \quad (7.17)$$

Средняя длительность обслуживания  $\bar{\tau}_{обсл\ k}$  связана с трудоемкостью алгоритма  $\bar{N}_{0k}$  и эффективным быстродействием ЦВМ  $V_{эф}$  соотношением  $\bar{\tau}_{обсл\ k} = \bar{N}_{0k} / V_{эф}$  ( $k=1, 2, \dots, M$ ). Подставив это соотношение в (7.17), получим:

$$\frac{1}{V_{эф}} \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{N}_{0k} < 1 \text{ или } V_{эф} > \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{N}_{0k}. \quad (7.18)$$

Выражение (7.18) определяет минимально необходимое эффективное быстродействие, при котором существует стационарный режим работы вычислительной системы при реализации заданного набора алгоритмов. Если существующие (предполагаемые к использованию в цифровой системе обработки радиолокационной информации) типы управляющих ЦВМ не удовлетворяют требованию (7.18), то реализация вычислительного процесса может **быть обес-**

печена только МВС или МПВС. Тогда возникает задача распараллеливания вычислительного процесса и проектирования соответствующих средств параллельной обработки.

Если же предполагаемая к использованию управляющая ЦВМ удовлетворяет требованиям на эффективное быстроедействие для системы первого класса, необходим дальнейший анализ возможности организации на этой машине систем второго и третьего классов. Назовем системой второго класса вычислительную систему, в которой накладываются ограничения на среднее время ожидания обслуживания заявок всех составляющих потоков или части из них. Ограничения задаются в виде

$$L \leq M,$$

где  $t_k^*$  — предельное значение среднего времени ожидания для заявок  $k$ -го входящего потока.

Поставим задачу определения требуемого эффективного быстрогодействия управляющей ЦВМ, обеспечивающего обслуживание заявок с заданными ограничениями и с учетом того, что, как и в системах первого класса, здесь обслуживанию подлежат все заявки (система обслуживания без потерь), но ограничивается среднее время их пребывания в очереди. Минимальное требуемое эффективное быстроедействие в рассматриваемом случае зависит от дисциплины обслуживания. Если, например, в системе принята беспriorитетная дисциплина обслуживания, при которой среднее время ожидания всех требований одинаково и определяется выражением (7.14), требуемое эффективное быстроедействие ЦВМ в системе второго класса находится из решения неравенства

$$\frac{\sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{v}_{обс. k} (1 + v_k^2)}{2 \left( 1 - \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{v}_{обс. k} \right)} \leq t^*.$$

Результаты решения получаются в виде

$$V_{эф} \geq \frac{1}{2} \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{v}_{обс. k} + \left[ \frac{\left( \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{v}_{обс. k} \right)^2 + \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{v}_{обс. k}^2 (1 + v_k^2)}{4} + \frac{1}{t^*} \right]^{1/2} \quad (7.19)$$

Выражение (7.19) позволяет определить требуемое эффективное быстродействие ЦВМ по заданному (одинаковому для заявок всех составляющих потоков) ограничению на среднее время ожидания обслуживания при беспriorитетном их обслуживании в порядке поступления на вход системы. В предельном случае — при отсутствии ограничений на время ожидания ( $t^* \rightarrow \infty$ ) — выражение (7.19) принимает вид

$$V_{\text{эф}} \Rightarrow \sum_{k=1}^M \lambda_k \bar{N}_{0k},$$

т. е. совпадает с выражением (7.18). При  $t^* < \infty$  требуемое эффективное быстродействие ЦВМ для систем второго класса больше, чем для систем первого класса.

Для организации приоритетного (например, с относительными приоритетами) обслуживания заявок в системе второго класса необходимо учитывать различие в ограничениях, накладываемых на среднее время ожидания обслуживания заявок каждого приоритета. Принципиально эта задача может быть решена следующим образом. Сначала все заявки разбиваются на группы, для которых допустимое среднее время ожидания одинаково (близко) по величине. Для каждой такой группы заявок определяются коэффициент загрузки системы и требуемое эффективное быстродействие ЦВМ  $V_{\text{эф}p}$  при их обслуживании. Суммируя затем полученные частные значения требуемого эффективного быстродействия, получаем

$$V_{\text{эф}} = \sum_{p=1}^{\pi} V_{\text{эф}p},$$

где  $\pi$  — число групп заявок с приблизительно одинаковым допустимым средним временем ожидания обслуживания.

В рассматриваемом случае систем второго класса, так же как и для систем первого класса, в результате сравнения требований к эффективному быстродействию системы с эффективным быстродействием предполагаемой к применению ЦВМ принимается решение о возможности реализации одомашинной ЦВС.

Назовем системой третьего класса вычислительную систему, в которой накладываются ограничения на допустимое (абсолютное) время пребывания заявки в очереди на обслуживание. Ограничения в таких системах задаются в виде

$$P(t_{\text{ож}k} > T_k^*) \leq P^*, \quad (7.20)$$

где  $T_k^*$  — допустимое время ожидания заявок  $k$ -го потока;  $P^*$  — допустимая вероятность выполнения неравенства  $t_{ож\ k} > T_k^*$ .

Распределения вероятности времени ожидания заявок суммарного потока можно с удовлетворительной точностью аппроксимировать выражением [24]

$$P(t_{ож} \leq \tau) = 1 - R \exp(-R\tau/\bar{t}_{ож}). \quad (7.21)$$

В этом случае вероятность превышения допустимого времени ожидания  $T^*$

$$P(t_{ож} > T^*) = R \exp(-RT^*/\bar{t}_{ож}). \quad (7.22)$$

Например, при беспriorитетной дисциплине обслуживания, для которой  $\bar{t}_{ож}$  определяется выражением (7.14), из решения трансцендентного уравнения

$$t \exp(-RT^*/\bar{t}_{ож}) = P^* \quad (7.23)$$

можно получить требуемое значение эффективного быстродействия ЦВМ для системы третьего класса. Запись уравнения (7.23) относительно  $V_{эф}$  громоздка, а его решение можно получить только численными методами.

Определение нижней границы требуемого эффективного быстродействия ЦВМ можно считать начальным этапом синтеза вычислительной системы. Следующим этапом является выбор оптимальной дисциплины обслуживания заявок в системе. На этапе системного проектирования для выбора конкретных дисциплин обслуживания информации еще недостаточно. Однако уже на этом этапе необходимо иметь в виду следующие обстоятельства.

1. Среди всех беспriorитетных дисциплин обслуживания наилучшие характеристики имеет дисциплина обслуживания заявок в порядке их поступления в систему. В частности, для такой дисциплины дисперсия времени ожидания имеет минимальное значение (по сравнению с другими беспriorитетными дисциплинами).

2. Введение приоритетных дисциплин обслуживания позволяет существенно уменьшить время ожидания обслуживания наиболее важных потоков заявок за счет увеличения времени задержки в обслуживании второстепенных потоков.

3. В общем случае введение приоритетных дисциплин обслуживания обеспечивает эквивалентный выигрыш в производительности ЦВМ по сравнению с обслуживанием заявок в порядке поступления. Следовательно, рассчитан-

ные выше значения требуемого минимального быстродействия ЦВМ гарантируют возможность выбора приоритетных дисциплин обслуживания без дополнительного увеличения эффективного быстродействия.

Обсудим подход к выбору оптимального быстродействия ЦВМ в одномашинной ЦВС. Минимальное значение эффективного быстродействия процессора обеспечивает для систем рассмотренных выше классов граничные значения времени ожидания обслуживания и связано с образованием очереди, длина которой для  $k$ -го потока заявок равна  $l_k = \lambda_k \bar{t}_{ож k}$ . Само существование очереди и организация ее хранения связаны с определенными потерями. Чтобы уменьшить эти потери, надо выбирать ЦВМ с эффективным быстродействием, большим минимально необходимого. Однако при этом уменьшается коэффициент загрузки  $R$  и соответственно возрастает коэффициент простоя  $Q = 1 - R$ , что невыгодно с точки зрения аппаратурных затрат.

Очевидно, что можно выбрать некоторое оптимальное быстродействие с учетом этих двух противоречивых факторов. В качестве критерия эффективности при этом выбирается функционал вида

$$C_V = \beta_Q Q(V_{эф}) + \sum_{k=1}^M \beta_k \lambda_k \bar{t}_{ож k}(V_{эф}), \quad (7.24)$$

где  $\beta_Q$  — штраф (потери) из-за простоя машины;  $\beta_k$  ( $k = 1, 2, \dots, M$ ) — потери, связанные с длиной очереди на обслуживание заявок каждого потока. Оптимальное значение требуемого эффективного быстродействия ЦВМ можно теперь получить из решения уравнения

$$\frac{dC_V}{dV} = 0 \quad \text{при} \quad \frac{d^2C_V}{dV^2} > 0.$$

Само решение этого уравнения принципиальных трудностей не вызывает. Однако выбор штрафов  $\beta_Q$  и  $\beta_k$  значительно более сложен. Пожалуй, единственным приемлемым подходом для такого выбора является метод экспертных оценок.

### 7.3. Обоснование требований по емкости и составу запоминающих устройств ЦВС

Требования к емкости и составу ЗУ определяются на основе целевого назначения системы, характера и алгоритмов решаемых задач, анализа потоков входной и вы-

ходной информации. В первом приближении общая емкость памяти ЦВС обработки информации определяется из выражения

$$Q_{\Sigma} = Q_{\text{прг}} + Q_{\text{ч}}, \quad (7.25)$$

где  $Q_{\text{прг}}$  — массив ячеек, предназначенных для размещения программ обработки информации, программ контроля процесса вычислений и функционирования системы в целом, программ прерываний, а также программ управления вычислениями;  $Q_{\text{ч}}$  — массив ячеек, предназначенных для размещения числовой информации. В свою очередь,  $Q_{\text{ч}}$  можно представить в виде

$$Q_{\text{ч}} = Q_{\text{ч вх}} + Q_{\text{ч раб}} + Q_{\text{ч вых}}, \quad (7.26)$$

где  $Q_{\text{ч вх}}$  — массив ячеек для приема внешней информации;  $Q_{\text{ч раб}}$  — массив ячеек, используемых в процессе вычислений;  $Q_{\text{ч вых}}$  — массив ячеек, необходимых для хранения результатов обработки.

Относительная независимость программной информации от числовой во многих случаях приводит к целесообразности использования для ее хранения отдельных долговременных или постоянных ЗУ (ПЗУ). Постоянные ЗУ работают только в режиме считывания информации. В качестве носителей информации в ПЗУ применяют магнитные сердечники, полупроводниковые приборы (диоды или транзисторы), емкостные и индуктивные накопители и др. Применение ПЗУ для хранения неизменяющейся информации дает значительные преимущества, поскольку информация не разрушается даже при выключенном питании. Кроме того, ПЗУ обладают повышенной надежностью. Что касается требуемой емкости ПЗУ программ, то на начальном этапе проектирования ее можно предварительно оценить только по аналогии с уже известными системами подобного класса. Точное значение емкости  $Q_{\text{пр}}$  можно определить только после составления и отладки программ.

Рассмотрим теперь соображения по выбору емкости массивов ЗУ, предназначенных для хранения числовой информации. Массив ячеек  $Q_{\text{ч вх}}$  образует буферное запоминающее устройство (БЗУ). Объем этого массива зависит от числа внешних объектов, объема информации, поступающей от каждого объекта в одном цикле обработки, быстрейшего процессорного устройства, дисциплины обслуживания и т. д. Возьмем для примера ЦВС для вторичной обработки информации, принимаемой от трехко-

ординатной РЛС с периодическим обзором пространства. Пусть на сопровождении находится в среднем  $\bar{N}_{сц}$  целей. Информация на входе ЦВС по каждой цели (отметка от цели) включает значения сферических координат текущего положения цели и дисперсии погрешности измерения этих координат. Будем считать также, что разрядность кодирования координат и погрешности их измерения установлена на предыдущих этапах обработки и характеризуется числом двоичных разрядов  $n_p$  для каждой отметки. Обработка должна быть организована так, чтобы в течение очередного цикла обработки информации предыдущего цикла была бы полностью обработана.

Таким образом, за цикл обработки, равный периоду обзора, в БЗУ будет в среднем записываться  $\bar{N}_{сц}$   $n_p$ -разрядных слов. Если далее допустить, что распределение целей в зоне обзора равновероятное, так что поток отметок на входе БЗУ пуассоновский, а обслуживание отметок в процессорном устройстве беспriorитетное, то средняя длина очереди на обслуживание будет равна

$$\bar{n}_{ож} = \bar{N}_{сц} \bar{t}_{ож}, \quad (7.27)$$

где  $\bar{t}_{ож}$  — среднее время ожидания обслуживания, определяемое по формуле (7.14).

Так как БЗУ является многоканальной СМО с потерями, то в рассматриваемом случае пуассоновского входящего потока для расчета числа ячеек БЗУ можно воспользоваться формулой Эрланга [10]

$$\bar{n} + Q_{БЗУ} \sum_{k=1}^{Q_{БЗУ}} \frac{(\bar{N}_{сц} \bar{t}_{ож})^k}{k!} = \frac{(\bar{N}_{сц} \bar{t}_{ож})^k}{k!}, \quad (7.28)$$

которая связывает вероятность потери требований (отметок)  $P_{БЗУ}$  с требуемым числом  $Q_{БЗУ}$  ячеек БЗУ. Задаваясь допустимой вероятностью потери отметок на входе, можно по формуле (7.28) определить  $Q_{БЗУ}$  в  $n_p$ -разрядных словах.

Буферное ЗУ в составе ЦВС может быть реализовано в виде отдельного модуля или как массив в составе ОЗУ.

Массив ячеек  $Q_{ч раб}$  составляет основную часть ЗУ и предназначен для хранения констант, исходных данных и результатов предыдущих вычислений, используемых в последующих вычислениях. Кроме того, в массиве ОЗУ предусмотрены рабочие ячейки для хранения промежуточных результатов вычислений в процессе последовательной

Таблица 7.1

Исходные данные	Размер	Число ячеек ЗУ	Исходные данные	Размер	Число ячеек ЗУ
$\Phi_n$	$s \times s$	$s^2$	$H_n$	$m \times s$	$ms$
$\Gamma_{n-1}$	$s \times h$	$sh$	$\Psi_{n-1}$	$s \times s$	$s^2$
$Q_{n-1}$	$h \times h$	$h^2$	$K_{n-1}$	$s \times m$	$ms$
$R_n$	$m \times m$	$m^2$	$\theta_{n-1}$	$s \times 1$	$s$
$\eta_n$	$h \times 1$	$h$	$\chi_{\text{лизм}}$	$m \times 1$	$m$

реализации отдельных частей алгоритма. Предварительный расчет требуемой емкости ОЗУ при реализации конкретного алгоритма может быть сделан на этапе системного проектирования. Для примера рассмотрим расчет требований к емкости ОЗУ при реализации алгоритма рекуррентной линейной фильтрации (фильтра Калмана). За исходную возьмем формульную схему фильтра, представленную системой уравнений (6.35). Перечень необходимых для вычисления на  $n$ -м шаге вектора  $\theta_n$  и матрицы  $\Psi_n$ , исходных данных и результатов предыдущих вычислений, их размерности и требуемое число ячеек для хранения приведены в табл. 7.1. По этой таблице можно непосредственно подсчитать требуемое число ячеек ОЗУ при фильтрации параметров одной цели

$$Q_{\text{озу}} = 2s^2 + s(2m + h + 1) + m(m + 1) + h. \quad (7.29)$$

Если система вторичной обработки рассчитывается на сопровождение  $N_{\text{ц}}$  целей, то общее число требуемых ячеек ОЗУ будет  $Q_{\text{озу}} = Q_{\text{озу}} N_{\text{ц}}$ . Уменьшение этого числа может быть достигнуто за счет неизменности для ряда целей и разреженности матриц  $\Phi_n$ ,  $\Gamma_n$ ,  $Q_n$ ,  $H_n$ , а также специальных способов формирования массивов.

Кроме рассчитанного по формуле (7.29), в составе ОЗУ должен быть предусмотрен массив рабочих ячеек для размещения промежуточных результатов, получающихся в процессе вычислений. Для рассматриваемого примера последовательной реализации алгоритма фильтрации в соответствии с графом, приведенным на рис 6.13, этот массив не превышает  $s^2$  ячеек. Оперативное ЗУ составляет основную часть внутреннего ЗУ любой ЦВС и конструктивно оформляется в виде ряда модулей.

Массив ячеек  $Q_{ч\text{ вых}}$  служит для хранения числовой информации, предназначенной для выдачи на внешние объекты результатов обработки входной информации. Этот массив, так же как и массив  $Q_{ч\text{ вх}}$ , представляет собой БЗУ для связи с потребителями. Поэтому и расчет требуемой емкости массива  $Q_{ч\text{ вых}}$  производится аналогично расчету емкости массива  $Q_{ч\text{ вх}}$ .

В заключение отметим, что обоснование требований к емкости ЗУ производится одновременно (параллельно) с обоснованием требований к производительности ЦВС.

#### 7.4. Выбор машин (процессоров) при проектировании ЦВС

Задача выбора **специализированных** ЦВМ (процессоров) из числа выпускаемых промышленностью и рекомендованных для применения в вычислительных **системах** конкретного применения ставится и решается, исходя из комплекса требований, предъявляемых к проектируемой вычислительной системе (по производительности и емкости ЗУ, а также по другим техническим, надежностным, габаритным, эксплуатационным, стоимостным и другим параметрам).

**Эффективность** выбора ЦВМ (процессора) оценивается по степени соответствия между совокупностью (вектором) показателей качества выбираемой ЦВМ и совокупностью (**вектором**) требований к этим показателям. Для **сравнения** выбираемых ЦВМ по эффективности должна быть **установлена** численная мера — критерий эффективности. Однако на первых этапах разработки ЦВС, как правило, трудно установить функциональную связь между параметрами машины и обобщенным критерием **эффективности** системы в целом. Более того, выбор обобщенного критерия, наглядного и удобного в вычислительном смысле, задача далеко не легкая. Ниже рассматривается упрощенная процедура выбора ЦВМ, которая сводится к **следующему**.

Пусть номенклатура выпускаемых промышленностью и рекомендованных для применения в разрабатываемой ЦВС машин образует множество  $\mathbf{M} = \{M_1, M_2, \dots, M_i, \dots, M_m\}$ , где  $m$  — число машин, каждый элемент которого описывается совокупностью  $\mathbf{K}_{i1}^{(M)} = \{K_{i1}^{(M)}, K_{i2}^{(M)}, K_{i1}^{(M)}, \dots, K_{in}^{(M)}\}$ ,  $n$  — число принимаемых в расчет параметров. Пусть далее  $\mathbf{K} = \{K_1, K_2, \dots, K_j, \dots, K_n\}$  — совокупность требований к системе.

Отбор пригодных ЦВМ заключается в отыскании в множестве  $M = \{M_i\}_1^m$  одной или нескольких машин, удовлетворяющих заданным требованиям  $\{K_j\}_1^n$ . При этом возможны следующие исходы (результаты) сравнения параметров ЦВМ с набором требований  $K$ :

из имеющейся номенклатуры машин только один тип полностью удовлетворяет всем требованиям;

ни одна из выпускаемых ЦВМ не удовлетворяет полностью предъявленным требованиям;

имеется несколько типов ЦВМ, удовлетворяющих предъявленным требованиям.

В первом случае для проектируемой ЦВС выбирается единственная удовлетворяющая требованиям машина. Во втором необходимы либо корректировка требований за счет упрощения алгоритмов решаемых задач и изменения условий эксплуатации, либо принятие решения о построении многомашинной (многопроцессорной) ЦВС на основе однотипных или разнотипных ЦВМ, выпускаемых промышленностью. В третьем случае решается задача выбора наилучшей машины из числа прошедших сравнение на соответствие предъявленным требованиям. При этом возможны несколько способов такого выбора. Здесь рассматривается простейший из них — способ ранжирования, который состоит в следующем.

Пусть требования к ЦВМ можно расположить по признаку убывания их важности, например, в такой последовательности:  $K_1$  — надежность,  $K_2$  — масса,  $K_3$  — потребляемая мощность и т. д. Параметры сравниваемых ЦВМ располагаются в соответствующем порядке. Тогда, если у некоторой машины первый по важности (рангу) параметр существенно лучше, чем у других, то независимо от значения других параметров данная машина считается лучшей. Если у нескольких машин первый по рангу параметр примерно одинаков, то лучшими среди них считаются те, у которых лучше второй по рангу параметр и т. л. до тех пор, пока не будет выбрана единственная машина. Процедура оптимизации является многошаговой и сводится к последовательному сокращению числа рассматриваемых машин. В теории оптимального проектирования систем такая процедура называется последовательным повышением уровня разрешающей способности применяемого критерия эффективности.

## 7.5. Структура и элементы ЦВС для обработки информации и управления в РЛК

При синтезе структуры ЦВС прежде всего учитываются состав и характеристики решаемых задач. Напомним, что в автоматизированных РЛК на **цифровую** систему обработки возлагаются следующие задачи:

**внутрипериодная** обработка радиолокационных сигналов с темпом, определяемым периодом временной дискретизации  $t_d$ ;

межпериодная обработка радиолокационных **сигналов** с темпом, определяемым периодом  $T$  посылок **зондирующих** сигналов;

межобзорная обработка радиолокационной информации с темпом, определяемым периодом обзора зоны наблюдения  $T_o$  при обнаружении целей или периодом обновления информации  $T_c$  при сопровождении целей.

Таким образом, при синтезе структуры вычислительной системы для обработки радиолокационной информации необходимо учитывать последовательность реализации ее этапов и различие масштабов реального времени на каждом этапе обработки.

Не менее важной исходной предпосылкой при синтезе структуры ЦВС является выбор аппаратурных и программных средств, которые в комплексе позволяют решать задачи, возложенные на систему. Полный набор **аппаратурных** средств ЦВС можно разделить на следующие группы:

вычислительные средства, обеспечивающие реализацию алгоритмов в системе;

средства связи системы с источниками и потребителями информации;

средства передачи информации в системе;

средства сопряжения и коммутации, предназначенные для объединения вычислительных средств в многомашиные (многопроцессорные) системы с целью повышения производительности и надежности вычислений.

Естественно, что основным элементом ЦВС, определяющим ее облик и структуру, является комплекс применяемых вычислительных средств. В цифровых системах обработки информации применяются вычислительные средства двух типов: управляющие ЦВМ, а также многомашиные и многопроцессорные вычислительные комплексы специального назначения, предназначенные для реализации основных алгоритмов системы; специализированные высокопроизводительные процессоры, предназначенные в ос-

новом для фильтрации радиолокационных сигналов на этапах внутрипериодной и межпериодной обработки [59].

В последние годы широкое распространение получают вычислительные системы, построенные на базе малых ЦВМ (мини- и микроЦВМ). Машины этого класса характеризуются сравнительно малой разрядностью (обычно 16 разрядов, но не более 32 разрядов), ограниченной емкостью ЗУ (порядка 32К слов), упрощенным программным обеспечением, небольшими габаритами, высокой надежностью, простотой эксплуатации и малой стоимостью. Во многих случаях, особенно в мобильных системах, применение малых ЦВМ эффективнее применения больших специализированных машин по всем основным показателям.

Другие из перечисленных выше аппаратурных средств ЦВС являются специфическими для систем конкретного назначения. Вопросы рационального выбора их при синтезе структуры ЦВС имеют существенное значение, так как по габаритам и стоимости они обычно превышают соответствующие характеристики вычислительных средств.

Программным обеспечением (ПО) называют комплекс программных средств, предназначенных для повышения эффективности использования машины и снижения трудоемкости подготовительных работ при решении задач на ЦВМ. Программное обеспечение делится на внешнее и внутреннее. В управляющих ЦВМ внутреннее ПО включает программы автоматизации программирования, программы операционной системы (программы управления вычислительным процессом) и программы функционального контроля. Внешнее ПО включает в основном библиотеку прикладных программ и специальные программы обработки информации в системе. Поскольку стоимость разработки ПО уже на современном этапе превышает стоимость аппаратурных средств, одним из новых направлений в развитии вычислительной техники (особенно малых ЦВМ) является аппаратурная реализация некоторых типовых функций ПО.

В общем случае структуру ЦВС определяют состав аппаратурных средств (машины, процессоры, спецпроцессоры, устройства сопряжения и контроля и др.), способы их объединения в систему, организации вычислительного процесса, обмена информацией между компонентами системы, расширения системы для увеличения ее вычислительной мощности, логическая организация совместной работы различных средств системы. Исходя из этих общих соображений и с учетом специфики решаемых задач, су-

существующие и перспективные структуры ЦВС обработки радиолокационной информации можно классифицировать следующим образом:

1. Системы с полностью централизованной структурой, в которых имеется центральное звено (ЦВМ) обработки информации и ряд **периферийных** обрабатывающих модулей (процессоров и блоков памяти), работающих под управлением центрального звена. В этом случае центральная ЦВМ должна иметь сверхвысокое эффективное быстродействие (пример централизованной системы рассматривается в следующем параграфе).

2. Системы с так называемой федеративной структурой, в которых некоторые средства (спецпроцессоры) обработки функционируют автономно и максимально приближены к обслуживаемым устройствам РЛС. Объединение информации с выходов автономных средств и окончательная ее обработка в интересах потребителей осуществляются центральным звеном системы, реализованным с помощью программного комплекса (ЦВМ) необходимой производительности. Федеративное управление системой в целом осуществляется ее центральным звеном.

В качестве примера на рис. 7.9 приведен вариант схемы ЦВС с федеративной структурой для обработки информации и управления в РЛС обнаружения и сопровождения целей. К автономным элементам системы относятся главным образом сигнальные процессоры, осуществляющие обработку радиолокационных сигналов, принимаемых через устройство сопряжения от РЛС. Таких процессоров может быть несколько, и каждый функционирует в своем масштабе времени в соответствии с реализуемым **этапом** обработки. Обработанная информация (отметки от целей) поступает на центральный пункт обработки (в нашем случае многопроцессорную специализированную ЦВМ) через БЗУ1. На центральном пункте осуществляется вторичная обработка информации и решение других задач в **интересах** потребителей. Обработанная информация через БЗУ2 и каналы обмена поступает в системы отображения и контроля, документирования и передачи данных (СДП). **Дополнительная** обработка информации в этих системах также реализуется с помощью автономных средств. Управление в системе (штриховые линии на рис. 7.9) осуществляется только в интересах планирования работы и адаптации к изменяющейся внешней обстановке и характеру решаемых задач, может осуществляться отдельным процессором управления и синхронизации устройств РЛК.

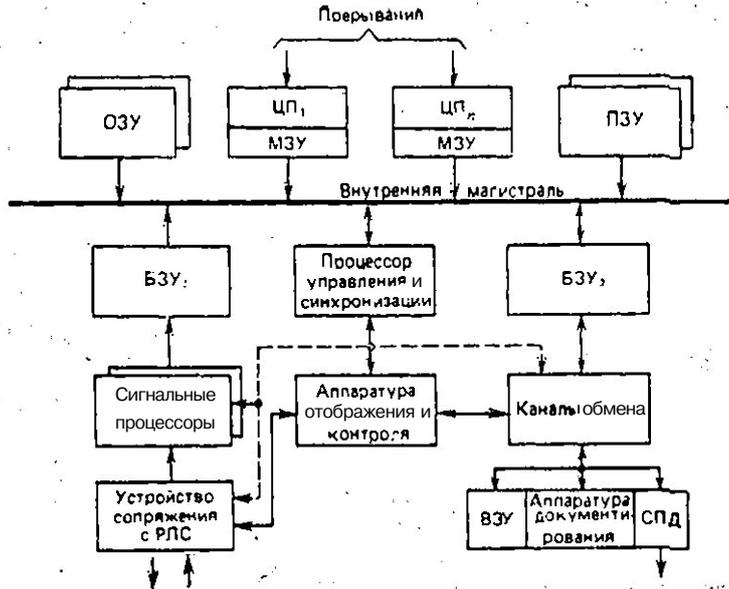


Рис. 7.9

3. Системы с полностью распределенной (децентрализованной), как в пространстве, так и функционально, структурой, в которых локальные пункты обработки решают свои задачи автономно или под управлением одного из таких пунктов. Такая система принципиально позволяет увеличивать производительность при обработке информации благодаря специализации вычислителей и лучшему согласованию их структуры со спецификой реализуемых алгоритмов. Очевидным недостатком этих систем на современном этапе является сложность управления. Однако нет сомнения в том, что этот недостаток будет устранен и распределенные вычислительные системы обработки радиолокационной информации получат широкое распространение.

Основными проблемными вопросами совершенствования структур и элементов цифровых вычислительных систем рассматриваемого класса являются:

1. Разработка высокопроизводительных сигнальных процессоров для цифровой обработки радиолокационных сигналов с учетом решения как рассмотренных в этой книге, так и новых задач. Очевидно перспективным на-

правлением решения этой проблемы является дальнейшая специализация спецпроцессоров и внедрение параллельных алгоритмов решения задач цифровой обработки сигналов.

2. Создание высокопроизводительных параллельных (матричных, конвейерных и др.) процессоров и специализированных мини- и микроЦВМ на современной и перспективной элементной базе, обеспечивающих требуемую производительность при автоматизации всех основных задач обработки информации и управления.

3. Создание однородных и неоднородных распределенных структур ЦВС, удовлетворяющих требованиям унификации цифровой вычислительной техники и ориентированных на конкретные области применения.

Рассмотренные перспективные направления развития средств цифровой вычислительной техники и структур ЦВС предполагают максимальное распараллеливание вычислительных процессов, что в конечном счете сводится к конструктивному решению операционных задач параллельного программирования. Методы планирования параллельных вычислительных процессов в многомашинных и многопроцессорных вычислительных системах находятся в стадии становления и относятся к проблемным вопросам современной вычислительной техники.

#### 7.6. Высокопроизводительная централизованная вычислительная система для обработки радиолокационной информации

В качестве примера высокопроизводительной централизованной вычислительной системы для обработки радиолокационной информации рассмотрим систему с ансамблем параллельных процессорных элементов (РЕРЕ, США) [8]. В этой системе используется параллелизм независимых объектов при сопровождении множества целей (см. § 6.3). Вычислительная система РЕРЕ состоит из трех основных частей (рис. 7.10): ведущего процессора, в качестве которого используется универсальная ЦВМ;  $N$  независимых идентичных процессоров, называемых процессорными элементами (ПЭ); центрального устройства управления системой.

Ведущий процессор является центральным элементом системы и предназначен для решения всех задач, не связанных со вторичной обработкой информации, а также

Расчет  $\mathcal{K}_{сбр}^2$  может быть произведен исходя из принятого выше условия равенства объемов строба первичного захвата и последнего перед сбросом строба сопровождения, что даст

$$\dot{r}_{\max} \dot{\beta}_{\max} \dot{\epsilon}_{\max} T_0^3 = \lambda^3 \sigma_{r_{\text{изм}}} \sigma_{\beta_{\text{изм}}} \sigma_{\epsilon_{\text{изм}}} (1 + \mathcal{K}_{сбр}^2)^{3/2}.$$

Решая это уравнение относительно  $\mathcal{K}_{сбр}^2$ , получим выражение для численного значения порога сброса через известные характеристики РЛС и цели.

$$\mathcal{K}_{сбр}^2 = \left( \frac{\dot{r}_{\max} \dot{\beta}_{\max} \dot{\epsilon}_{\max} T_0^3}{\lambda^3 \sigma_{r_{\text{изм}}}^2 \sigma_{\beta_{\text{изм}}}^2 \sigma_{\epsilon_{\text{изм}}}^2} \right)^{2/3} - 1. \quad (7.7.2)$$

Кроме порога сброса, в процессе сопровождения может быть установлен также порог устойчивого сопровождения.

Выбор порога устойчивого сопровождения может быть также связан с точностью экстраполяции координат. Например, можно условиться порог устойчивого сопровождения устанавливать на уровне достижения точности экстраполяции, близкой к точности единичного измерения координаты, т. е. на уровне  $\approx 1$ .

Теперь, с учетом двух установленных порогов, процесс сопровождения траектории можно представить как процесс блуждания случайной точки между двумя экранами, один из которых (при сбросе) является поглощающим, а другой — отражающим. Этот процесс характеризуется следующими возможными состояниями:

1. При экстраполяции координат достигнута точность, равная точности единичного измерения. Траектория находится в режиме устойчивого сопровождения. Случайная точка, характеризующая процесс блуждания, достигла отражающего экрана и находится вблизи него.

2. Неопределенность ожидаемого положения цели, выраженная величиной ошибки экстраполяции, настолько велика, что ее дальнейшее сопровождение нецелесообразно. Траектория сбрасывается с сопровождения (случайная точка поглощается экраном).

3. Случайная точка находится в одном из промежуточных положений между экранами, что соответствует режиму неустойчивого сопровождения траектории.

Пусть, например:

— порог сброса  $\mathcal{K}_{сбр}^2 = 7$ ,

— порог устойчивого сопровождения  $\mathcal{K}_{уст}^2 = 0,9$ ,

— дисперсия ошибок измерения  $\sigma_{U_{\text{изм}}} = 1$ ,

— обнаружение траектории производится по двум отметкам подряд.

С учетом этих исходных данных, а также имея в виду, что дисперсия ошибок экстраполяции на  $p$  периодов обзора вычисляется в данном случае по формуле (см. п. 6.4.2)

$$\sigma_{\mathcal{E}}^2, n+p = 2 \frac{(n-1)(2n-1) + 6p(n-1) + 6p^2}{n(n^2-1)},$$

можно рассчитать график блуждания случайной точки, отображающий процесс сопровождения траектории. Такой график приведен на рис. 7.15, где сплошными линиями обозначены переходы (изменения  $\mathcal{K}^2$ ) при наличии отметок в стробах сопровождения, а пунктирными линиями — переходы при пропуске отметок в этих стробах. Из графика следует, что порог сброса достигается при различном числе пропусков отметок, в зависимости от накопленной о траектории информации в предыдущих обзорах. Так, из исходного состояния (сразу после передачи траектории на сопровождение) сброс производится по двум пропускам отметок подряд. После достижения порога устойчивого сопровождения сброс возможен только после семи пропусков подряд. Каждому узлу графика соответствует определенный уровень точности, выраженный в величине  $\mathcal{K}^2$ , а следовательно,

ботка информации в АУ может совмещаться во времени с ассоциативным вводом данных через КУ и выводом данных через АБУ. Таким образом, в системе может параллельно выполняться 3N операций.

Вычислительная система РЕРЕ предназначена для индивидуального сопровождения множества целей. Для этого каждой сопровождаемой цели приписывается отдельный ПЭ. В процессе обработки решаются задачи ввода данных, фильтрации, управления радиолокатором и вывода результатов. Новая информация о каждой сопровождаемой цели в виде координат отметки вводится в память соответствующего ПЭ через КУ. Распределение памяти во всех ПЭ одинаково. Каждое ЗУ разделено на три части, где хранятся соответственно: новые необработанные данные, ожидающие фильтрации (буфер необработанных данных); параметры траектории цели, полученные на предыдущем шаге фильтрации; запросы на обслуживание к радиолокатору (момент времени очередного измерения координат и экстраполированные параметры траектории на этот момент времени).

Если предположить, что привязка новых отметок к траекториям производится только по одной координате, например дальности, то алгоритм корреляционной обработки сводится к выполнению следующих операций:

1. С поступлением очередной новой отметки от радиолокатора блок управления КУ прерывает арифметические операции во всех ПЭ, после чего вычисляются прогнозируемые дальности для всех сопровождаемых целей на момент ПОСТУПЛЕНИЯ НОВОЙ ОТМЕТКИ:  $r_{zn} = f_{n-1} + r_{n-1}(t_n - t_{n-1})$ .

2. Для каждого из прогнозируемых значений дальности вычисляется строб  $\Delta r_{стр}$ , размеры которого загружаются в регистры сравнения соответствующих процессорных элементов.

3. Производится параллельное сравнение координаты дальности новой отметки с прогнозируемыми координатами всех сопровождаемых траекторий. Если отметка попадает в строб какой-нибудь из сопровождаемых целей, то ее координата дальности отсылается в соответствующий ПЭ. В противном случае предполагается, что обнаружена новая цель и может быть начато накопление информации о новой траектории.

Таким образом, время идентификации новых отметок в данном случае не зависит от числа сопровождаемых целей. Фильтрация параметров траектории в каждом ПЭ

производится с помощью обычных итерационных алгоритмов. При реализации операции выбора очередной цели на обслуживание используется АБУ. Проверка всех сопровождаемых целей по какому-либо признаку производится этим устройством параллельно. Поэтому время, необходимое для поиска среди целей наиболее приоритетной для обслуживания, будет таким же, как и при проверке одной цели.

В заключение отметим, что в **вычислительной** системе РЕРЕ 288 ПЭ обеспечивают одновременное сопровождение до 288 целей. Эффективная производительность этой вычислительной системы:  $\Pi_{\text{эф}} = (3 \dots 5) \cdot 10^8 \text{ оп./с.}$

### 7.7. Программируемый цифровой процессор первичной обработки сигналов

В качестве **примера** высокопроизводительного **ЦВК**, предназначенного для решения основных задач первичной обработки радиолокационных сигналов, рассмотрим один из вариантов программируемого цифрового сигнального процессора [59], структура и программное обеспечение которого обладают определенной **степенью** универсальности, что позволяет сопрягать этот процессор с РЛС **различных** типов, в том числе с РЛС старых образцов при их модернизации.

Программируемый сигнальный процессор включает следующие основные элементы (рис. 7.11).

1. Процессор **внутрипериодной** обработки сигналов (**входной процессор**), включающий аналого-цифровой преобразователь (АЦП), **двухканальное** устройство (фильтр) сжатия **ЛЧМ** сигналов в частотной области (**процессор БПФ**) и блок местного управления (БМУ). Быстродействие 10-разрядного АЦП позволяет производить временную дискретизацию сигналов с частотой  $f_d \leq 7,5 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$  В процессоре БПФ осуществляется прямое БПФ, свертка в частотной области, обратное БПФ и объединение результирующих синфазных и квадратурных **составляющих**. Процессор имеет структуру, **позволяющую** наращивать его производительность.

2. Арифметический процессор, состоящий из двух параллельных процессоров общего назначения (ПОН) со своими ОЗУ емкостью 2К слов и БМУ. Арифметический процессор позволяет реализовать параллельные (в том числе конвейерные) вычисления в двух идентичных каналах и предназначен для решения всех задач межпериод-

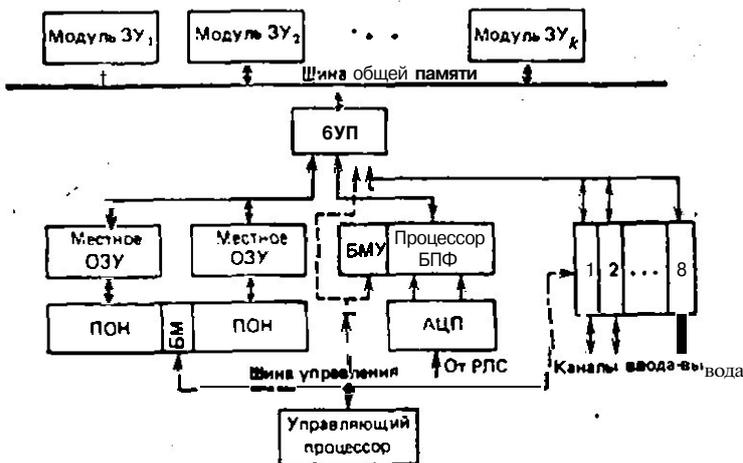


Рис. 7.11

ной обработки локационных сигналов (ЦСДЦ, стабилизация вероятности ложного обнаружения, обнаружение и разрешение целей, оценка координат целей и др.). Быстродействие процессора позволяет решать также задачи доплеровской фильтрации сигналов. Для этого предусмотрена реализация алгоритма 32-точечного БФФ.

3. Основное ЗУ большой емкости в виде набора модулей ЗУ емкостью по 16К слов каждый. При этом максимальный объем памяти может быть доведен до 512К слов. Модули ЗУ соединяются с другими элементами комплекса через блок управления памятью (БУП).

4. Устройство сопряжения с внешними объектами включает 8 двунаправленных каналов ввода-вывода, обеспечивающих передачу 32-разрядных слов со скоростью 196К слов в секунду по каждому каналу; предусмотрен широкополосный канал прямого доступа к памяти.

5. Управляющий процессор, предназначенный для решения всех задач управления в рассматриваемом комплексе, реализован в виде 32-разрядной микропрограммируемой универсальной ЦВМ, включающей память команд объемом 48К слов и память микрокоманд объемом 2К слов.

Таким образом, рассматриваемый программируемый процессор обеспечивает отдельную реализацию обработки в двух масштабах реального времени: внутрипериодную с помощью входного программируемого процессора и меж-

периодную с помощью арифметического процессора. Программируемый процессор может использоваться в сочетании с широким классом РЛС обнаружения и сопровождения с механически вращающейся антенной. Если требования по быстродействию и емкости памяти не могут быть удовлетворены при использовании одного процессора, используется несколько таких процессоров, управляемых контроллером.

## Глава 8. ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

### 8.1. Общие соображения

В этой главе на конкретном примере рассматриваются и обсуждаются процессы формирования замысла и выполнения основных этапов системного проектирования цифровой вычислительной системы (ЦВС) обработки радиолокационной информации для обзорной РЛС с ФАР. Естественно, рассматриваемый пример является учебным, а полнота его описания ограничивается объемом главы.

Предварительно обсудим несколько общих соображений по построению цифровой системы обработки, вытекающих из ее места и назначения в автоматизированном комплексе «РЛС — ЦВС обработки информации и управления» (РЛК).

1. Идеальный и технический облик системы обработки радиолокационной информации определяется в первую очередь типом и назначением РЛК. Еще задолго до конкретного проектирования на основе анализа задач, решаемых системой более высокого порядка, определяются требования к соответствующему радиолокационному обеспечению. Далее, если выбран вариант построения РЛК и тем более если определен (выбран) конкретный тип РЛС, входящий в состав РЛК, становится возможным определить задачи, возлагаемые на систему обработки, и решить основные вопросы ее построения. При этом следует исходить из следующих принципиальных позиций. Радиолокационная станция как источник информации является сложной и дорогостоящей системой. Ее выбирают (проектируют) так, чтобы обеспечить высокие требования по качеству выдаваемой информации. Очевидно, что система

обработки должна способствовать стабилизации характеристик **РЛС** в сложных условиях конкретного применения.

2. С точки зрения автоматизации процессов обработки информации и управления в РЛК различают автоматические и автоматизированные комплексы. Автоматические РЛК **необходимы**, например, для наблюдения за воздушной обстановкой в труднодоступных районах. Однако полная автоматизация обработки информации и управления целесообразна и в РЛК, работающих в составе радиолокационных систем управления, **наведения**, посадки и т. д. При этом в РЛС должны быть использованы все доступные методы и средства защиты от помех, а в системе обработки, кроме того, и стабилизация вероятности ложного обнаружения для предотвращения перегрузки вычислительных средств. Если **по** техническим или тактическим соображениям полная автоматизация процессов обработки информации и управления в РЛК нецелесообразна (невозможна), разрабатываются различного рода автоматизированные **системы**, т. е. системы, в которых определенные операции или даже этапы обработки и управления выполняет человек-оператор. Например, оператору может быть поручено бланкирование зон интенсивных помех, первичный захват целей на сопровождение, включение средств защиты от помех, полуавтоматическое сопровождение целей и т. д.

3. Важным исходным рубежом при проектировании цифровой системы обработки радиолокационной информации являются уровень развития и **состояние** производства цифровой вычислительной техники. Имеется в виду не вычислительная техника вообще, а вычислительные средства конкретного применения, максимально приспособленные для решения задач обработки информации. Естественно, повышенный интерес вызывают вычислительные средства на новой элементной базе (БИС, микропроцессоры, приборы с зарядовой связью (ПЗС) и др).

4. При проектировании конкретных систем **обработки** немаловажную роль играют и такие вопросы, как наличие теоретического и технического задела по методам алгоритмизации задач обработки, наличие слаженного коллектива разработчиков различных профилей, умелое взаимодействие с разработчиками радиолокационной техники.

## 8.2. Разработка и обоснование структуры проектируемой системы обработки информации и управления

**Исходные данные.** Пусть в соответствии с замыслом проектируемый РЛК предназначен для обнаружения и сопровождения воздушных целей с относительно большой эффективной отражающей поверхностью ( $\sigma_{\text{ц}} \geq 1 \text{ м}^2$ ). Зона обзора круговая. Максимальная дальность  $r_{\text{max}} \leq 150 \text{ км}$  ( $T=1 \text{ мс}$ ). Выдаваемая потребителям информация: сглаженные полярные координаты  $r_{\text{ц}}$  и  $\beta_{\text{ц}}$ , курс цели  $Q_{\text{ц}}$  и модуль вектора скорости  $v_{\text{ц}}$ . Точность выдаваемых сглаженных координат и параметров:  $\sigma_r = 500 \text{ м}$ ,  $\sigma_{\beta} = 0,5^\circ$ ,  $\sigma_Q = 2^\circ$ ,  $\sigma_v = 50 \text{ м/с}$ .

В РЛК должно быть предусмотрено выделение целей на фоне пассивных помех с коэффициентом различимости, достаточным для обнаружения и сопровождения целей в том случае, когда цель и пассивная помеха разрешаются. Кроме того, должно быть предусмотрено обнаружение неподвижных целей и целей, летящих с так называемыми слепыми скоростями, для которых  $F^{\text{д}} = k/T$  ( $k=1, 2, \dots$ ). Ставится задача обнаружения цели на границе зоны обзора с вероятностью  $P_{\text{об}} = 0,95$  не более чем за 15 с. Вероятность сбоя сопровождения цели в зоне обзора  $P_{\text{сб}} \leq 0,05$ . Максимальное число одновременно сопровождаемых целей  $n_{\text{ц}} = 20$ .

Все операции РЛК — обнаружение целей, захват на сопровождение, сопровождение сигналов — должны быть полностью автоматизированы. Должны быть предусмотрены меры обеспечения надежности, позволяющие работать без постоянного обслуживающего персонала.

Первым этапом системного проектирования РЛК является выбор структуры и энергетических параметров РЛС, входящей в состав комплекса. На этом этапе выбираются и обосновываются: тип антенны, форма и ширина диаграммы направленности (ДН), способ и период обзора пространства поиска, мощность передающего устройства, длительность и способ модуляции зондирующих сигналов, период послышки зондирующих сигналов, средства и способы защиты от активных помех и другие сугубо радиолокационные параметры. Пусть в результате выполнения этого этапа:

1. В качестве приемопередающей выбрана цилиндрическая антенна, обеспечивающая дискретное электрон-

ное сканирование луча ДН в режиме кругового обзора. Луч ДН в вертикальной плоскости веерный, перекрывающий всю зону обзора по углу места. Ширина луча ДН в горизонтальной плоскости  $\theta_{\beta} = 3^{\circ}$ . Дискретность электронного сканирования  $2,5^{\circ}$ . Число фиксированных положений ДН при круговом обзоре 144. Период кругового обзора  $T_0 \approx 4,5$  с.

2. В качестве зондирующего сигнала выбран импульсный ЛЧМ сигнал длительностью  $\tau_c = 64$  мкс с шириной спектра  $\Delta f_c = 0,5$  МГц. База зондирующего сигнала  $B = \tau_c \Delta f_c = 32$ . На выходе согласованного фильтра длительность сжатого сигнала будет  $\tau_{сж} = 2$  мкс.

3. Мощность зондирующего сигнала выбрана такой, что для обеспечения требуемого отношения сигнал-помеха каждое направление зондируется пачкой из 30 импульсных сигналов группами по 10 импульсов на трех последовательно переключаемых частотах  $f_{01}, f_{02}, f_{03}$ , разнесенных на постоянный интервал  $\Delta f_0$ . В каждой группе из 10 импульсов должно быть предусмотрено когерентное накопление отраженных сигналов, а между группами — некогерентное накопление соответствующих суммарных сигналов в каждом элементе разрешения по дальности, азимуту и доплеровской частоте.

Отметим, что конкретные значения некоторых параметров РЛС здесь приведены только потому, что они непосредственно используются при разработке цифровой системы обработки информации и управления в РЛК.

На втором этапе системного проектирования РЛК разрабатывается структурная схема, обосновываются параметры системы обработки информации и намечаются способы ее конкретной реализации. Предварительно обсуждаются основные задачи системы обработки и намечаются методы их решения.

**Основные задачи системы обработки и предполагаемые методы их решения.** Исходными данными для проектирования ставится весьма сложная задача обеспечения функционирования РЛК в автоматическом режиме. Успех решения этой задачи в первую очередь обусловлен возможностями высококачественного подавления пассивных помех от подстилающей поверхности, местных предметов и гидрометеоров. Считается, что в автоматическом режиме необходимо иметь коэффициент подавления  $K_{\text{лд}}$  отражений от подстилающей поверхности и местных предметов не менее 50 дБ, а отражений от гидрометеоров примерно 30 дБ.

Для подавления пассивных помех широко используются системы селекции движущихся целей (СДЦ) с режекторными фильтрами ЧПВ- $v$ . Однако при интенсивных и нестационарных пассивных помехах системы СДЦ с фильтрами ЧПВ невысоких порядков ( $v=2 \dots 3$ ) не обеспечивают требуемого отношения сигнал-помеха на выходе. Применение же ЧПВ высоких порядков увеличивает зону слепых скоростей, что ухудшает характеристики обнаружения, особенно для целей, движущихся в направлениях, близких к тангенциальным относительно РЛС. Для улучшения характеристик обнаружения движущихся целей и уменьшения влияния слепых скоростей эффективной является когерентная обработка групп (пачек) отраженных сигналов. Такая обработка может быть реализована с помощью фильтров БПФ.

Таким образом, для обеспечения требуемого качества подавления пассивных помех и улучшения характеристик обнаружения движущихся целей целесообразно применять совместно (последовательно) режекторные фильтры (фильтр ЧПВ- $v$ ) и фильтры когерентного накопления в виде фильтров БПФ.

Число посылок в пачке зондирующих сигналов на каждой из трех несущих частотах  $f_{01}$ ,  $f_{02}$  и  $f_{03}$  выбрано из условия, чтобы использовать в системе обработки фильтр подавления пассивных помех ЧПВ-2 и 8-точечное БПФ для когерентного накопления отраженных сигналов в пределах пачки. В этом случае должно быть предусмотрено еще некогерентное накопление сигналов трех пачек для каждого элемента дальности и в каждом канале доплеровской частоты. Изменение несущей частоты зондирующих сигналов от пачки к пачке приводит к соответствующему сдвигу доплеровской частоты сигналов, отраженных от движущейся цели. Этот сдвиг затрудняет идентификацию отраженных сигналов от одной и той же цели, так как они могут оказаться в различных доплеровских каналах. Чтобы ликвидировать сдвиг доплеровских частот сигналов, отраженных от одной цели в разнесенных частотных каналах, необходимо выбирать период повторения зондирующих сигналов в каждой пачке такой, чтобы выполнялось условие  $f_{0i}T_i = \text{const}$  ( $i=1, 2, 3$ ). Действительно, при  $v_r = \text{const}$  для каждой частоты  $f_{0i}$  доплеровская частота  $F_{дi} = 2v_r f_{0i} / c$  другой стороны, положение максимумов частотной характеристики  $N$ -канального фильтра БПФ зависит от частоты посылок зондирующих сигналов  $F_i^{(l)} = kl/NT_i$  (где  $k=0, 1, 2, \dots; l=0, 1, \dots, N-1$ ).

Чтобы обеспечить совпадение доплеровской частоты с частотой настройки  $l$ -го канала, необходимо выполнение равенства

$$\frac{kl}{c} = \frac{2v_r f_0 t}{c} \quad \text{или} \quad f \cdot T = \frac{klc}{c} \quad (8.1)$$

При  $l = \text{const}$  первая часть выражения (8.1) является константой, откуда следует условие  $\int_{0i} T_i = \text{const}$ .

Как уже отмечалось (см. гл. 2), для уменьшения уровня боковых лепестков АЧХ парциальных доплеровских каналов применяется взвешивание сигналов на выходе фильтра БПФ с помощью окон с симметричными спадающими к краям характеристиками. На практике для взвешивания часто используется окно Хэннинга [54], в соответствии с которым вычисление взвешенных отсчетов сигналов на выходе фильтра БПФ производится в соответствии с алгоритмом (в каждом квадратурном канале):

$$P = \frac{1}{4} F_{l+1} + \frac{1}{4} F_l + \frac{1}{4} F_{l-1} \quad (8.2)$$

где  $F_{l+1}$  — взвешенный сигнал на выходе  $l$ -го доплеровского канала;  $F_{l-1}$ ,  $F_l$ ,  $F_{l+1}$  — невзвешенные выходные сигналы на выходах каналов  $l-1$ ,  $l$  и  $l+1$  соответственно. В нашем случае взвешивание в соответствии с алгоритмом (8.2) производится в каналах от второго до шестого. Необходимо также отметить, что в фильтре БПФ осуществляется когерентное накопление сигналов от целей, движущихся с нулевой радиальной скоростью, что облегчает обнаружение их.

Не менее важной задачей является стабилизация вероятности ложного обнаружения. Для решения этой задачи широкое применение нашли методы адаптивного управления порогом обнаружения сигналов. Принцип работы адаптивного обнаружителя на выходе доплеровского фильтра с БПФ состоит в следующем. На выходе всех доплеровских каналов, кроме нулевого, после объединения квадратур производится оценка дисперсии помех в движущемся окне шириной  $(-m/2 \dots +m/2)$  по формуле

$$s_{\text{нл}}^2 = \frac{1}{3} \sum_{i=-m/2}^{+m/2} \alpha_i U_i^2 \quad (8.3)$$

где  $i$  — номер элемента дальности относительно сигнального элемента, для которого оценивается средний уровень

**помех** (сигнальный элемент является центральным);

$$a_i = \begin{cases} 1, i = j - \frac{m}{2}, j - \frac{m}{2} + 1, \dots, j - 2, j + \\ + 2, j + 3, \dots, j + \frac{m}{2}, \\ 0, i = j - 1, j + 1; \end{cases} \quad (8.3a)$$

$U_{ij}^2$  — квадрат огибающей сигнала в ячейке  $ij$ ;  $j = (m/2, \dots, M_r - m/2)$  ( $M_r$  — число дискретных элементов по дальности). Как видно из условий (8.3a), при усреднении не учитываются сигнальная ячейка и две ячейки, непосредственно примыкающие к сигнальной справа и слева. Эта мера направлена на устранение влияния на оценку уровня помех центрального пика сигнала и первых его боковых лепестков.

Для нулевого доплеровского канала формируется так называемая карта помех [62], которая характеризует среднюю за ряд обзоров мощность сигналов, отраженных от подстилающей поверхности и местных предметов для каждого элемента разрешения по дальности и азимуту. Карта должна храниться в специальном ЗУ. Текущее значение мощности помех в нулевом доплеровском канале определяется по сигналам на выходе доплеровского фильтра нулевой скорости. Периодическое (с интервалом, равным периоду обзора) обновление карты помех производится комбинированием предыдущих усредненных и текущих оценок мощности помех в каждом элементе разрешения по дальности и азимуту, например по формуле экспоненциального сглаживания.

Обнаружение целей с нулевой (малой) радиальной скоростью производится с использованием карты помех. Отраженные сигналы от таких целей будут появляться и интегрироваться в нулевом доплеровском канале. Порог обнаружения в каждом элементе разрешения по  $\alpha$  и  $\beta$  формируется с учетом средней мощности отражений от подстилающей поверхности и местных предметов. Если сигнал от медленно движущейся цели (или цели, движущейся со слепой скоростью) превышает этот порог, он будет обнаружен.

Таким образом, применение адаптации к уровню мощности помех может обеспечить стабилизацию вероятности ложного обнаружения при обнаружении сигналов и помех,

**Однако** среднее число ложных обнаружений в этом случае не контролируется и может быть оценено только при моделировании или отладке опытного образца.

Следующей задачей, подлежащей проработке, является задача автоматического захвата, сопровождения и сброса траекторий целей. Установленные в задании на проектирование число **одновременно** сопровождаемых траекторий ( $n_{ц} = 20$ ) и вероятность сопровождения траекторий без сброса ( $P_c \geq 0,95$ ) относятся к **умеренным**. Однако требование работы в автоматическом режиме в условиях **интенсивных** помех требует принятия достаточно эффективных мер по предотвращению перегрузки **подсистемы** вторичной обработки информации как целями, не представляющими конкретного интереса для РЛК, так и ложными целями. Такими мерами должны быть: применение **эффективных** алгоритмов обнаружения траекторий, **предусматривающих** способы уменьшения вероятности завязки ложных трасс, селекции отметок в стробах сопровождения с учетом повышенной плотности ложных отметок, фильтрации параметров **траекторий**, предусматривающих сопровождение как **неманеврирующих**, так и маневрирующих целей, а также применение специальных алгоритмов классификации целей, позволяющих отбирать для сопровождения наиболее важные цели, и обеспечение определенного резерва быстроедействия и емкости **памяти ЦВС**.

В условиях автоматического режима работы РЛК **важнейшей** задачей ЦВС является эффективное управление комплексом в целом и синхронизация работы всех его элементов. Разработка алгоритмов и реализация подсистемы управления представляют самостоятельную задачу проектирования **ЦВС**.

Мы рассмотрели только основные подсистемы ЦВС автоматического РЛК. Естественно, что в состав узла входят и другие подсистемы, играющие важную роль в его функционировании, например подсистема обработки сигналов, подсистема связи с потребителями **радиолокационной** информации и др. Однако ни здесь, ни в дальнейшем подробное рассмотрение всех подсистем не предполагается из-за ограниченного объема книги.

**Структурная схема ЦВС обработки информации и управления.** В основу построения структурной схемы системы обработки информации и управления проектируемого РЛК положим принцип разделения процесса обработки на этапы когерентной первичной обработки сигналов, некогерентной первичной обработки сигналов и вторичной **меж-**

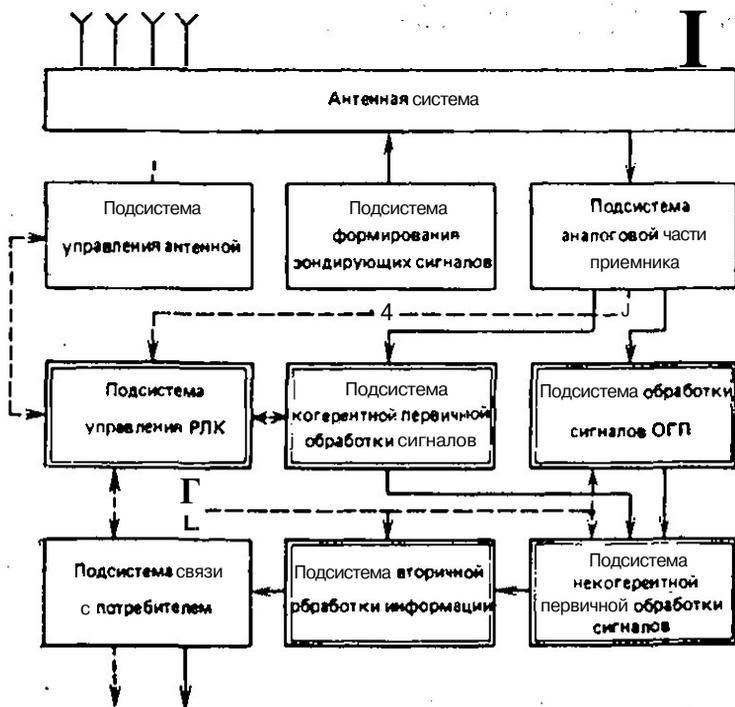


Рис. 8.1

обзорной обработки радиолокационной информации. Кроме того, как отдельные элементы системы выделим подсистемы обработки сигналов ОГП и управления РЛК.

С учетом этих соображений в укрупненную структурную схему системы обработки информации и управления РЛК (рис. 8.1) входят подсистемы, решающие непосредственно задачи обработки информации и управления (прямоугольники с двойными линиями), и подсистемы, осуществляющие передачу, прием и предварительную обработку сигналов (поток информации в системе показан непрерывными линиями, а взаимодействие подсистем по управлению — штриховыми).

Каждая из входящих в систему и подлежащих дальнейшему рассмотрению подсистем решает следующие основные задачи.

1. Подсистема когерентной первичной обработки принимаемых сигналов:

согласованная фильтрация (сжатие) ЛЧМ импульсных сигналов;

двукратное ЧПВ пачек принимаемых сигналов;

8-точечное БПФ пачек принимаемых сигналов;

взвешивание амплитуд сигналов на выходе фильтра БПФ;

определение амплитуд принимаемых сигналов в каждом элементе разрешения по дальности и доплеровской частоте.

2. Подсистема некогерентной первичной обработки сигналов:

некогерентное накопление сигналов трех обработанных пачек в соответствующих ячейках;

корректировка карты помех от подстилающей поверхности и местных предметов;

адаптивное обнаружение сигналов;

оценка дальности до цели;

оценка азимута цели.

3. Подсистема вторичной обработки:

обнаружение траекторий целей;

сопровождение обнаруженных траекторий;

оценка координат и параметров движения целей;

оценка важности целей;

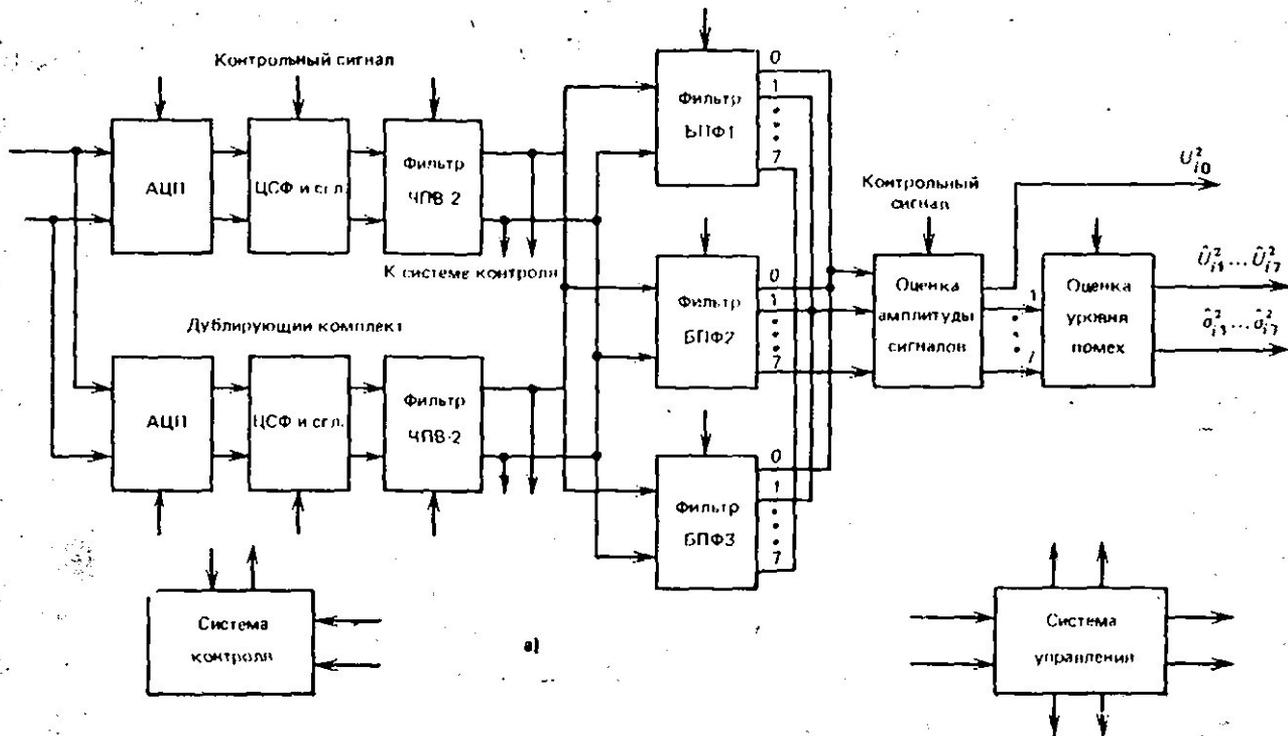
подготовка информации для потребителей.

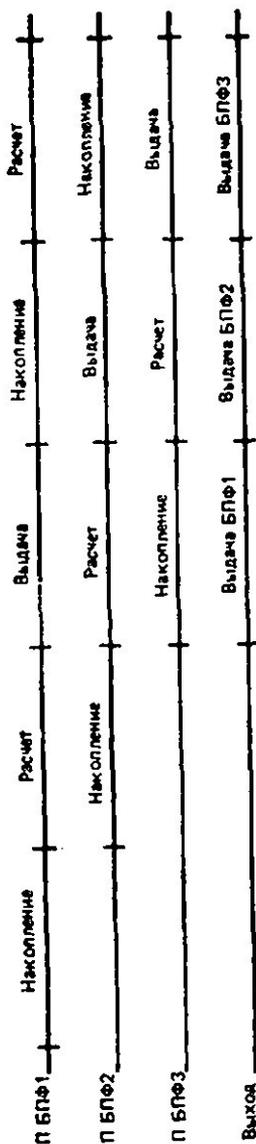
4. Подсистема управления РЛК выдает детальную и своевременную информацию для управления включением РЛК, изменением частоты зондирующих сигналов, управления лучом антенны, порогами обнаружения и т. д. Сигналы управления формируются как в реальном масштабе времени, так и асинхронно для контроля функционирования системы, управления подсистемой ОГП и т. д.

В дальнейшем перечисленные подсистемы рассматриваются более подробно.

### 8.3. Обоснование структуры цифрового процессора когерентной первичной обработки сигналов

Подсистема когерентной первичной обработки сигналов обеспечивает сопряжение аналоговой части приемного тракта РЛС с ЦВК. В этой подсистеме выполняются важнейшие операции обработки: преобразование сигналов в цифровую форму, согласованная фильтрация ЛЧМ сигналов, комплексация пассивных помех, когерентное накопление сигналов и подготовка данных для решения задачи стабилизации вероятности ложного обнаружения. Реали-





б)

Рис. 8.

зуется эта подсистема в виде **отдельного** вычислителя (процессора) или распределенной совокупности специализированных вычислителей.

В задачу системного проектирования входит в первую очередь выбор **варианта** построения подсистемы и обоснование структурной схемы соответствующего процессора (совокупности процессоров). В дальнейшем предполагается, что в качестве альтернативных вариантов построения процессора когерентной первичной обработки сигналов могут быть взяты: 1) специализированный цифровой процессор, построенный на базе существующих интегральных схем с высокой степенью интеграции (БИС); 2) микроЦВМ на базе микропроцессорных наборов; 3) специализированный процессор на базе аналоговых компонент на

### ПЗС.

Применение на этапе когерентной обработки сигналов существующих микропроцессорных наборов пока **невозможно** из-за их **недостаточно** быстрого действия. Для применения микропроцессоров, **например**, при согласованной фильтрации (сжатии) **ЛЧМ** сигналов требуется увеличение их быстрого действия по крайней мере на порядок. Поэтому вариант структуры с микроЦВМ в **настоящее** время нереализуем. Аналого-цифровые процессоры на базе ПЗС принципиально обладают требуемым **быстрым дей-**

ствием и выгодно отличаются от цифровых малой потребляемой мощностью. Однако на данном этапе их развития узлы (фильтры) обработки информации на ПЗС разработаны недостаточно подробно. В результате такого приближенного анализа в качестве приемлемой альтернативы при выборе варианта построения рассматриваемой подсистемы следует оставить вариант цифрового специализированного процессора на базе БИС.

В специализированном цифровом процессоре когерентной обработки сигналов для решения задач согласованной фильтрации, компенсации пассивных помех, вычисления амплитуд сигналов и оценки мощности помех целесообразно использовать непрограммные (аппаратурные) средства. Для решения задач доплеровской фильтрации целесообразно применить процессор БПФ, в котором использованы эффективные и просто реализуемые методы ускорения операций комплексного умножения.

Все элементы процессора когерентной обработки сигналов должны обладать высокой надежностью и потреблять малую мощность. Надежность может быть обеспечена резервированием аппаратуры или функциональной избыточностью. Малое потребление мощности можно обеспечить тщательной отработкой схем и применением БИС с малыми рассеяниями энергии.

Рассмотрим теперь взаимодействие элементов структурной схемы предлагаемого варианта цифрового специализированного процессора когерентной обработки сигналов (рис. 8.2м). Обсудим принципы реализации основных задач когерентной обработки сигналов и требования к соответствующей аппаратуре.

1. Первым элементом структурной схемы является двухканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) сигналов на выходе фазового детектора. Так как длительность сжатого ЛЧМ сигнала  $\tau_{сж} = 2$  мкс, то предельная частота временной дискретизации должна быть  $f_d = 500$  кГц в каждом квадратурном канале. Однако для улучшения характеристик цифрового согласованного фильтра (ЦСФ) эту частоту целесообразно увеличить по крайней мере вдвое, т. е. взять  $f_d = 1$  МГц (см. гл. 1). Число разрядов амплитудного квантования выбирается исходя из обеспечения линейности преобразования входных сигналов, превышающих уровень собственных шумов приемника на 50 ... 60 дБ. Для этого потребуется как минимум 10-разрядный АЦП. Таким образом АЦП должен выдавать по двум квадратурным каналам коды выходных сиг-

налов с дискретностью  $t'_d = 1$  мкс и разрядностью  $n_p = 10$ .

2. Следующим элементом схемы является ЦСФ ЛЧМ сигналов, который может быть реализован во временной (с помощью некурсивного фильтра) или частотной (с помощью фильтра БПФ) области. Причем при последовательной реализации во временной области для вычисления одного значения выходного сигнала потребуется:  $n_{умп} = 4\tau_c f_d = 4 \cdot 64 = 256$  умножений, 252 сложения. Следовательно, требуемое быстродействие согласованного фильтра  $256 \cdot 10^6$  умн./с, что нереально. При реализации в частотной области можно получить выигрыш в быстродействии (см. гл. 1), однако не столь большой, чтобы им безоговорочно воспользоваться.

Для повышения быстродействия ЦСФ можно воспользоваться тем, что алгоритмы согласованной фильтрации обладают естественным параллелизмом. Поэтому для реализации быстродействующих ЦСФ можно использовать параллельные умножители на базе ПЗУ, параллельные накапливающие сумматоры с одновременным сложением нескольких чисел и параллельные регистры. Например, для параллельного нерекурсивного цифрового фильтра, построенного на базе ПЗУ ИС К556РЕ5, комбинационных сумматоров ИС К155ИМ3 и регистров ИС К155ИР1, минимальное время свертки в одном канале 125 нс [64]. Для четырехканального варианта ЦСФ (см. рис. 1.6) минимальное время получения одного значения выходного сигнала будет 150 нс. При этом для построения четырехканального фильтра потребуется примерно 400 корпусов ИС.

После ЦСФ, во-первых, ставится несложный (с короткой импульсной характеристикой) нерекурсивный сглаживающий фильтр для подавления боковых лепестков сигнала на выходе ЦСФ, а во-вторых, организуется понижение частоты дискретизации сигналов до частоты, соответствующей требованиям теоремы отсчетов. Уменьшение частоты дискретизации в  $m$  раз ( $m$  — целое) производится с помощью элемента, осуществляющего выборку каждого  $m$ -го элемента из последовательности входных дискретизованных сигналов  $\{U(k t_d)\}$ . В результате получается выходной сигнал  $\{U(k m t_d)\}$  с периодом дискретизации  $t'_d = m t_d$ . Естественно, период  $t'_d$  должен удовлетворять условию  $t'_d \leq 1/\Delta f_{с \max}$  в каждом квадратурном канале.

3. После согласованной фильтрации реализуется алгоритм подавления коррелированных помех. Для этого выборки синфазного и квадратурного каналов в каждом эле-

менте дальности (число элементов дальности  $M_r=500$ ) за 10 периодов зондирования запоминаются в БЗУ емкостью  $Q_{\text{БЗУ}}=2 \cdot 500 \cdot 10=10^4$  10-разрядных слов. Затем 10-импульсные пачки, относящиеся к каждому элементу дальности, раздельно в двух квадратурных каналах обрабатываются фильтрами ЧПВ-2. Ввиду простоты алгоритма ЧПВ-2 его реализация в реальном масштабе времени не вызывает затруднений.

Рассмотренные операции составляют первый этап когерентной обработки сигналов. Для обеспечения требуемой надежности все аппаратурные элементы первого этапа подлежат дублированию. Выходные сигналы основного и дублирующего комплектов сравниваются в специальном блоке. Результаты сравнения используются в системе для поиска и устранения неисправностей.

4. Выходные сигналы ЧПВ-2 в виде 8-импульсных пачек раздельно по синфазному и квадратурному каналам поступают на вход фильтра, осуществляющего когерентное накопление сигналов в пределах 8-импульсных пачек. В рассматриваемом случае когерентное накопление реализуется в частотной области с помощью процессора БПФ. Выбор процессора БПФ, а не каких-либо других когерентных накопителей обусловлен простотой его реализации и удобством перестройки при обработке пачек переменной ширины.

Информация с выхода процессора БПФ накапливается в течение 8 периодов зондирования, т. е.  $8 \cdot 10^{-3}$  с ( $T=8 \cdot 10^{-3}$  с). Число элементов  $M_r=500$ . Следовательно, 8-точечное БПФ должно быть выполнено за 16 мкс. Разработанные в настоящее время методы ускоренной схемной реализации БПФ вполне могут обеспечить такое быстродействие. Кроме того, для увеличения производительности на этапе когерентной обработки и повышения надежности соответствующего узла аппаратуры предлагается включить параллельно три процессора БПФ и организовать их работу в соответствии с временной диаграммой (рис. 8.2,б). Такая организация работы процессоров БПФ позволяет снизить требования к быстродействию процессоров БПФ и обеспечить высокую надежность рассматриваемого узла аппаратуры.

Каждый процессор БПФ содержит БЗУ для накопления входных данных. Емкость БЗУ должна быть рассчитана на хранение сигналов 8-импульсной пачки в каждом из 500 элементов разрешения по дальности и с учетом двух

квадратурных каналов, т. е.  $Q_{\text{БЗУ}} = 2 \cdot 8 \cdot 500 = 8000$  10-разрядных **слов**.

На выходе узла БПФ производится взвешивание сигналов в доплеровских каналах 2...6 для уменьшения уровня боковых лепестков и расширения нулевых участков АЧХ доплеровских фильтров. Взвешивание производится в соответствии с алгоритмом (8.2). На этом собственно когерентная обработка сигналов заканчивается и для их дальнейшего преобразования надо переходить к выделению амплитуд огибающей (объединение сигналов квадратурных каналов).

5. Вычисление (оценка) амплитуд огибающей в каждом элементе по дальности для всех доплеровских каналов производится в соответствии с алгоритмами, приведенными в гл. 2. Оценки квадратов амплитуд огибающей, полученные в нулевом доплеровском канале, используются в дальнейшем для корректировки карты помех, а полученные в других доплеровских каналах, поступают в блок оценки уровня помех. Для этого реализуется алгоритм (8.3) оценки выборочной дисперсии помех в окне, включающем, например, по 8 элементов дальности (примерно 2,5 км) с обеих сторон от центрального элемента, рассматриваемого как сигнальный.

Оценки выборочной дисперсии помех определяются на выходе каждого доплеровского канала, кроме нулевого. Соответствующие значения квадратов амплитуд  $\hat{O}_1^2 \dots \hat{O}_7^2$  и дисперсий  $\hat{\sigma}_1^2 \dots \hat{\sigma}_7^2$  передаются в подсистему некогерентной первичной обработки сигналов.

Отметим, что для блока оценки квадратов амплитуд огибающих потребуется около 50 БИС, а для блока оценки выборочной дисперсии — около 100 на каждый доплеровский канал. С учетом резервирования одним каналом общий расход БИС на эти блоки 1200—1400. Для построения процессора когерентной первичной обработки сигналов с учетом резервирования и контроля **потребуется** 2500... 2700 БИС.

#### 8.4. Обоснование структуры процессора некогерентной первичной обработки сигналов

Характеристика **задач некогерентной первичной** обработки сигналов. В соответствии с общей структурной схемой системы обработки радиолокационной информации (рис. 8.1) в подсистеме некогерентной первичной обработки решаются следующие задачи.

1. Некогерентное накопление сигналов после когерентной обработки каждой из трех 8-импульсных пачек в процессоре БПФ. Накопление состоит в простом суммировании квадратов амплитуд огибающей в каждой  $ij$ -й ячейке ( $i=1, 2 \dots M_r$  — номера дискретных элементов по дальности;  $j=0, 1 \dots 7$  — номера каналов доплеровской частоты). Общее число таких ячеек  $M_{rF}=500 \cdot 8=4000$ . При сложении двух чисел в специализированной ЦВМ затрачивается 3...5 приведенных арифметических операций. Чтобы исключить потери информации, некогерентное накопление сигналов очередной пачки должно быть произведено за время когерентной обработки следующей, т. е. в нашем случае за 8 период зондирования (8 мс).

2. Некогерентное накопление оценок мощности помех во всех каналах, кроме нулевого и для всех элементов разрешения по дальности. Некогерентное накопление оценок мощности помех производится аналогично некогерентному накоплению сигналов и потребует примерно таких же затрат производительности ЦВС.

3. Корректировка «карты» помех. Эта карта хранится в специальном ЗУ процессора некогерентной первичной обработки сигналов и содержит оценки средних значений квадратов амплитуд сигналов, принимаемых в канале нулевой доплеровской частоты для каждого разрешаемого элемента по дальности и для каждого азимутального направления. Периодическое (с темпом обзора пространства) обновление этих оценок производится с использованием сигналов, полученных на выходе доплеровского канала нулевой скорости по формуле

$$\hat{U}_{nit}^2 = (1 - \zeta) \hat{U}_{n-1, it}^2 + \zeta \bar{U}_{nit}^2, \quad (8.4)$$

где  $\hat{U}_{n-1, it}^2$  — предыдущая оценка квадрата амплитуды сигнала «карты» в  $i$ -м элементе разрешения по дальности на  $l$ -м направлении по азимуту;  $\hat{U}_{nit}^2$  — квадрат амплитуды сигнала в очередном ( $n$ -м) шаге обновления по данным трех доплеровских фильтров нулевой скорости в  $i$ -м элементе по дальности на  $l$ -м направлении по азимуту;  $\zeta$  — коэффициент сглаживания (обычно  $\zeta=0,2 \dots 0,3$ ).

Для однократной реализации алгоритма (8.4) потребуются два умножения на постоянное число и одно сложение. С учетом неарифметических операций общее число приведенных арифметических операций будет около 10. Далее, если учесть, что луч задерживается в каждом азимутальном направлении на 24 мс (3X8 мс) и при этом

обновляется только одна строка карты (500 ячеек), можно заключить, что **операция** обновления карты не является определяющей при разработке требований к процессору некогерентной первичной обработки сигналов.

4. **Формирование адаптивных порогов обнаружения.** Для формирования порогов обнаружения используются оценки мощности помех в доплеровских каналах 1...7 и оценки средней мощности сигнала в канале нулевой доплеровской частоты (карта помех). Формирование порогов обнаружения для сигналов, принимаемых во всех каналах, кроме нулевого, производится на основе текущих оценок  $\sigma^2_{i,j}$  для каждого элемента разрешения по дальности и доплеровской частоте. Порог формируется умножением  $\sigma^2_{i,j}$  на коэффициент  $\alpha_1$ , **выбираемый** исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения. Формирование порогов для сигналов, принимаемых в канале нулевой доплеровской скорости, производится умножением соответствующих уровней карты помех на коэффициент  $\alpha_2$ , **выбираемый** исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения цели с нулевой скоростью (эта вероятность может отличаться от допустимой вероятности ложного обнаружения движущейся цели).

5. Обнаружение сигналов производится путем их сравнения с соответствующими порогоми, рассчитанными для каждой ячейки **«дальность — доплеровская частота»**. Чтобы уменьшить число обращений к карте помех, принимаемый сигнал канала нулевой доплеровской частоты сначала сравнивается с постоянным порогом, выбранным исходя из допустимой вероятности превышения этим сигналом уровня внутренних шумов, и если этот порог превышает, то производится расчет порога по карте помех и сравнение сигнала с этим порогом. В результате сравнения с порогоми на некоторых элементах дистанции могут быть получены один или несколько сигналов, превысивших порог обнаружения.

Для однократной реализации алгоритмов формирования порогов и обнаружения сигналов требуется одно умножение на постоянное число и одно сравнение двух чисел. При этом число **машинных операций** не превышает 7...8. За время одного цикла решений длительностью 24 мс должно быть произведено 4000 реализаций этого алгоритма.

6. Оценка азимута цели по совокупности сигналов, превысивших пороги обнаружения в трех соседних **положе-**

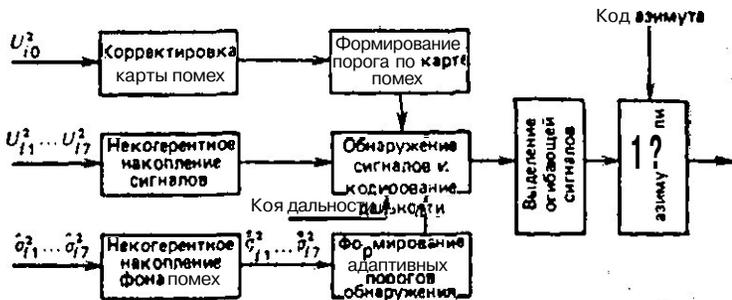


Рис. 8.3

ниях луча антенны по азимуту. Для этого сначала **выбирают** группы превысивших пороги сигналов, отнесенные к одной и той же дальности. Если в группе один сигнал, то азимут цели равен азимутальному положению этого сигнала. Если в группе два или три сигнала, то сначала производится выбор сигнала с максимальной амплитудой. Азимутальное положение этого сигнала  $\beta[i]$ . Уточнение азимута можно **производить** с учетом одного дополнительного бокового сигнала по формуле

$$\hat{\beta}_c = \beta[i] + \gamma \frac{U_i - U_j}{U_i + U_j} \varphi(\theta), \quad (8.5)$$

где  $U_i$  — амплитуда максимального сигнала;

$$U_i = \begin{cases} U_{i-1}, & \text{если } U_{i-1} > U_{i+1}, \\ U_{i+1}, & \text{если } U_{i+1} > U_{i-1}; \end{cases} \quad i = \begin{cases} -1, & \text{если } j = i - 1 \\ +1, & \text{если } j = i + 1; \end{cases}$$

$\varphi(\theta)$  — функция, характеризующая форму ДН антенны.

Для однократной реализации алгоритма (8.5) **требуется** порядка 30 приведенных машинных операций. Длительность цикла решения 24 мс. Число реализаций за цикл — случайная величина, характеризующая возможное **число** целей в трех рядом расположенных азимутальных **направлениях**.

Рассмотренные задачи некогерентной первичной **обработки** решаются применением соответствующих частных алгоритмов. Частные алгоритмы в совокупности и взаимосвязи составляют комплексный алгоритм некогерентной первичной **обработки** радиолокационных сигналов (рис.8.3).

**Обоснование требований к процессору некогерентной первичной обработки.** В отличие от процесса когерентной

первичной обработки сигналов все основные операции некогерентной первичной обработки являются программируемыми и по периодичности выполнения строго циклическими. Каждая из задач некогерентной первичной обработки имеет свой цикл повторения и, следовательно, отличное от других требование к быстрдействию вычислительных средств (процессора).

Процессор наибольшей производительности требуется при выполнении операции некогерентного накопления сигналов. Цикл повторения этой операции равен времени когерентной обработки пачки, т. е.  $t_{цк} = 8$  мс. За это время должно быть произведено сложение предыдущих сумм с новыми значениями амплитуды сигнала в  $500 \cdot 8 = 4000$  ячейках «дальность — доплеровская частота». Число элементарных операций однократного суммирования возьмем равным трем. Тогда за  $t_{цк} = 8$  мс должно быть произведено  $N_{цк} = 4000 \cdot 3 = 12 \cdot 10^3$  оп., т. е. требуемое эффективное быстрдействие процессора должно быть  $V_{эф} = 12 \cdot 10^3 / (8 \times 10^{-3}) = 1,5 \cdot 10^6$  оп./с. Это требование можно несколько уменьшить, если учесть, что реальное число элементов дальности будет менее 500, так как обычно максимальная дальность действия РЛС меньше рассчитанной исходя из частоты посылок зондирующих сигналов. Однако во всяком случае требуемое быстрдействие превышает  $10^6$  оп./с. Расчеты требуемого эффективного быстрдействия для выполнения всех операций некогерентной первичной обработки сведены в табл. 8.1.

Из табл. 8.1 следует, что требуемое эффективное быстрдействие процессора некогерентной первичной обработки сигналов при реализации частных алгоритмов не превышает  $2,5 \cdot 10^6$  оп./с. Если теперь предположить, что все операции рассматриваемого алгоритма будут реализованы

Таблица 8.1

Операция	Число команд	число элементов	Время цикла, мс	Требуемое быстрдействие, $10^6$ оп./с
Некогерентное накопление сигналов	3...5	4000	8	1,5...2,5
Некогерентное накопление мощности помех	3...5	3500	8	1,3...2,2
Корректировка карты помех	~10	500	24	~0,35
Формирование порогов и обнаружение сигналов	7...8	3500	24	1,0...1,2
Оценка азимута цели	~30	500	24	0,6

с помощью одного процессора, то требуемое быстродействие должно быть

$$V_{\text{эф } \Sigma} = N_{\text{к } \Sigma} / t_{\text{цк max}}, \quad (8.6)$$

где  $N_{\text{к } \Sigma}$  — суммарное число команд, выполненные за  $t_{\text{цк max}} = 24 \cdot 10^{-3}$  с; определяется по табл. 8.1 для минимального числа команд при однократной реализации алгоритма:  $N_{\text{к } \Sigma} = 2 \cdot 12\,000 + 2 \cdot 100 + 5000 + 24 \cdot 500 + 500 = 75 \cdot 10^3$  он. При расчете  $N_{\text{к } \Sigma}$  учтено, что операции некогерентного накопления сигналов и помех реализуются только дважды за  $t_{\text{цк max}}$ . Расчеты по формуле (8.6) дают

$$V_{\text{эф}} = 75 \cdot 10^3 / (24 \cdot 10^{-3}) \approx 3 \cdot 10^6 \text{ оп./с.}$$

Таким образом, требования к быстродействию процессора достаточно высокие. Однако операции некогерентной первичной обработки легко можно распараллелить на две машины, поручив одной из них некогерентное накопление сигналов, корректировку карты помех и оценку азимута цели, а другой — некогерентное накопление мощности помех, формирование порогов и обнаружение сигналов. В этом случае требуемое быстродействие каждого процессора не превышает  $2 \cdot 10$  оп./с.

Оценим теперь требования к емкости памяти процессора. Элементарные рассуждения дают следующие значения требуемой емкости, ячеек:

для запоминания амплитуд сигналов — 4000;

для хранения промежуточных результатов некогерентного накопления — 4000;

для запоминания оценок уровня помех — 4000;

для хранения промежуточных результатов некогерентного накопления оценок уровня помех — 4000;

для хранения выходных сигналов трех азимутальных направлений — 1500;

для хранения карты помех —  $500 \cdot 144 = 72\,000$ .

Суммарная емкость памяти  $Q_{\Sigma} = 89\,500$ .

### 8.5. Обоснование требований к процессору вторичной обработки радиолокационной информации

На вход подсистемы вторичной обработки радиолокационной информации (см. рис. 8.1) поступают сообщения о координатах обнаруженных отметок. Задачи этой подсистемы сводятся к реализации алгоритмов обнаружения

траекторий, сопровождения траекторий, фильтрации параметров траекторий и других алгоритмов, завершающих процесс обработки и выдачи информации потребителям. В рассматриваемом примере будем считать, что все задачи вторичной обработки реализуются одним процессором. Будем также считать, что в процессе вторичной обработки информации реализуются описанные в предыдущих главах типовые алгоритмы, модифицированные для двухкоординатной РЛС. Поэтому подробного описания и обоснования алгоритмов выполнения операций и комплексного алгоритма этапа вторичной обработки в целом здесь не требуется.

Некоторые особенности этих алгоритмов связанные со спецификой рассматриваемой в примере РЛС, сводятся к следующему.

1. С целью сокращения требуемого числа операций при решении задан привязки новой отметки к сопровождаемым траекториям сначала производится отбор траекторий в пределах  $\pm 15^\circ$  от направления, соответствующего азимуту новой отметки. Такое грубое стробирование по азимуту позволяет отобрать для сравнения только те траектории, которые могут быть продолжены новой отметкой с учетом их перемещения в радиальном направлении с максимальной скоростью и с учетом допустимого числа (трех) пропусков отметок на траектории. Для отобранных таким образом траекторий последовательно производится экстраполяция координат на момент времени получения новой отметки, стробирование и проверка попадания новой отметки в строб. Размеры стоба зависят от числа пропусков подтверждения проверяемой траектории в предыдущих периодах обзора.

2. Завязка траектории производится по критерию «2/3». Завязка является одновременно решением об обнаружении траектории. Таким образом, в данном случае исключаются операции подтверждения завязанной траектории одной или несколькими отметками.

3. По каждой вновь обнаруженной цели проводится оценка ее важности и принимается решение о режиме дальнейшей обработки.

4. Требования к точностным характеристикам выдаваемой информации таковы, что в алгоритме фильтрации может быть применено раздельное сглаживание прямоугольных координат  $X$  и  $Y$  без учета корреляционных связей между ними. В этом случае исключаются трудоемкие при машинной реализации операции над векторами и матри-

цами, что существенно уменьшает число приведенных операций при реализации алгоритма.

5. Вычисление оценок модуля вектора скорости  $\hat{v}_n$  и курса  $\hat{Q}_n$  цели на  $n$ -м шаге фильтрации прямоугольных координат  $X$  и  $Y$  и производится по формулам:

$$\hat{v}_n = \sqrt{\hat{v}_{xn}^2 + \hat{v}_{yn}^2}; \quad \hat{Q}_n' = \arctg \frac{|\hat{y}_n|}{|\hat{x}_n|}, \quad (8.7)$$

$$\hat{Q}_{nu} = \begin{cases} \hat{Q}_n' & \text{при } \hat{y}_n > 0, \hat{x}_n > 0, \\ \pi - \hat{Q}_n' & \text{при } \hat{y}_n > 0, \hat{x}_n < 0, \\ \pi + \hat{Q}_n' & \text{при } \hat{y}_n < 0, \hat{x}_n < 0, \\ 2\pi - \hat{Q}_n' & \text{при } \hat{y}_n < 0, \hat{x}_n > 0. \end{cases}$$

где  $\hat{v}_{xn}$ ,  $\hat{v}_{yn}$  — оценки значений скорости по координатам.

Логическая схема алгоритма вторичной обработки информации приведена на рис. 8.4. По этой схеме можно проследить последовательность и взаимодействие операций при реализации алгоритма процессором вторичной обработки.

Рассмотрим теперь требования к процессору вторичной обработки информации по эффективному быстродействию и объему памяти. Для однократной реализации части алгоритма вторичной обработки, связанной с обработкой одной новой отметки, потребуется в данном случае примерно  $2 \cdot 10^3$  приведенных арифметических операций. Учитывая, что в каждом периоде обзора на вход процессора поступает 20 новых отметок от целей и, кроме того, около 5 ложных отметок, получаем:  $N_{оп} = 5 \cdot 10^4$  оп./обзор. Учитывая далее, что период обзора  $T_o \approx 4,5$  с, требуемое эффективное быстродействие  $V_{\text{эф}} \approx 10^4$  оп./с. Таким образом, требуемое быстродействие процессора вторичной обработки невысокое.

При расчете необходимой емкости памяти предполагается, что кроме 20 истинных в ЗУ сопровождаемых траекторий будет находиться примерно 10 ложных траекторий. Подсчеты показывают, что информация по одной траектории составляет примерно 15 16-разрядных слов. Следовательно, для хранения информации по 30 сопровождаемым

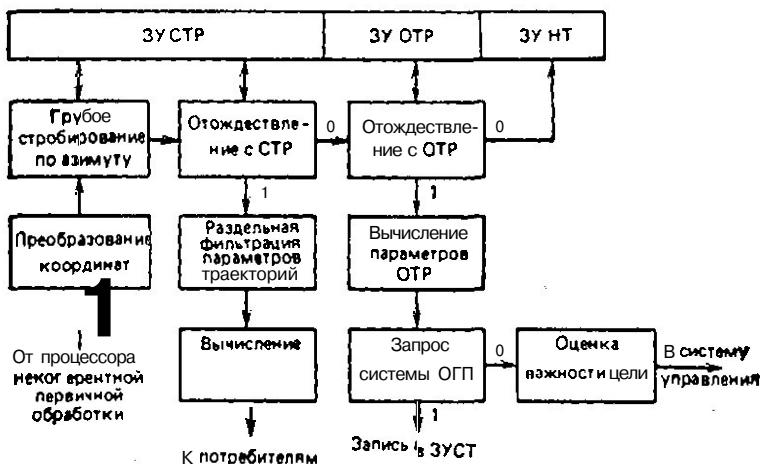


Рис. 8.4

траекториям потребуется примерно 450 16-разрядных ячеек. Кроме того, для хранения информации по обнаруживаемым траекториям, а также информации о начальных точках новых траекторий и с учетом резерва потребуется еще около 100 16-разрядных ячеек. Рабочая память может быть 400 ... 500 ячеек.

Таким образом, для решения задач вторичной обработки потребуется около  $10^3$  ячеек памяти.

Приведенные предварительные расчеты показывают, что задачи вторичной обработки требуют при машинной реализации небольших по сравнению с предыдущими этапами обработки вычислительных ресурсов. Это позволяет возложить на процессор вторичной обработки задачи управления всеми элементами и параметрами РЛС, а также задачи текущего контроля аппаратуры и хода вычислений. Имея в виду, что в рассматриваемой автоматической системе «РЛС — цифровой вычислительный комплекс» оптимизационные задачи управления в динамическом режиме работы не рашаются, а сама система управления строится как система с фиксированной последовательностью заранее установленных команд управления, в данной главе эта система не рассматривается. Предполагается, что задачи составления расписания команд управления будут подробно рассматриваться на следующем этапе проектирования.

## 8.6. Вариант структуры цифрового вычислительного комплекса

На выбор структуры ЦБК обработки информации и управления влияют предъявляемым к этой системе функциональные требования, а также соображения стоимости, надежности, удобства поиска неисправностей и ремонтно-пригодности.

Функциональные требования к отдельным элементам рассматриваемой системы, обоснованные в предыдущих параграфах, свидетельствуют о существенном различии интенсивности обрабатываемых ЦВК потоков информации. Наибольшую нагрузку по переработке информации в жестком режиме реального времени несет подсистема когерентной первичной обработки принимаемых отраженных сигналов. Поэтому для когерентной первичной обработки сигналов в системе необходимо спроектировать и разработать специальный непрограммируемый процессор, в котором максимально должны быть использованы новейшие достижения (специальные сумматоры, умножители, свер-**тызающие** схемы, элементы **памяти** на базе БИС и ПЗС). Без сомнений можно утверждать, что возможности создания и серийного производства таких спецпроцессоров являются краеугольным камнем решения задач автоматической обработки информации в реальных условиях функционирования РЛК.

На выходе процессора когерентной первичной **обработ**-ки сигналов интенсивность потока информации существенно уменьшается и на этапе некогерентной первичной обработки можно уже использовать программируемые **вычис**-лители в виде процессоров и микроЦВМ, построенных на базе микропроцессорных наборов. В качестве одного из примеров такой микроЦВМ можно взять ЦВМ «Электроника НЦ-05» с параметрами:

скорость выполнения операций, оп./с: коротких  $2 \cdot 10^6$ , умножения  $0,36 \cdot 10^6$ , деления  $0,135 \cdot 10^6$ ; цикл обращения к памяти  $0,5 \cdot 10^{-6}$  с. Эта ЦВМ хотя и не полностью удовлетворяет требованиям к вычислительным средствам, предназначенным для решения задач обработки информации, в рассматриваемом случае может явиться прототипом для создания соответствующих машин.

Анализ требований к конкретным элементам проектируемого ЦБК, а также существующие общие тенденции применения вычислительных средств в системах обработки радиолокационной информации говорят в пользу применения модульной структуры, ядро которой состоит из не-

скольких однотипных процессоров (ЦВМ). Однотипность процессоров позволяет достаточно просто обеспечить надежность и живучесть системы в целом, однако требует распараллеливания задач некоторых этапов обработки на несколько процессоров (в частности, о таком распараллеливании шла речь при обсуждении требований к процессору некогерентной первичной обработки радиолокационных сигналов). Кроме того, необходимо позаботиться об организации управления в такой многопроцессорной (многомашинной) системе.

В нашем случае управление в системе является жестким, т. е. осуществляемым по заранее установленной программе и в заданной временной последовательности. Такое управление может быть организовано размещением директив на выполнение заданий по обработке информации и управлению в специальной памяти магазинного (стекового) типа с последующим их выбором в соответствии с временной диаграммой организации вычислительного процесса. После выполнения очередного задания каждый процессор (ЦВМ) выбирает из памяти программного устройства управления очередное задание, в котором указано, какую операцию надо выполнять, из какого источника взять входные данные, в какую ячейку памяти поместить результаты и как направить дальнейший ход вычислительного процесса. Такая организация управления позволяет процессорам работать независимо друг от друга. Увеличивая число процессоров можно повысить надежность и скорость обработки данных без изменения принципов реализации управления.

Если в качестве элементарного процессора взять микроЦВМ, близкую по параметрам к упомянутой выше «Электроника НЦ-05», то для решения задач первичной, вторичной обработки информации, управления и других, не рассмотренных здесь, потребуется три таких ЦВМ, кроме того, одну ЦВМ надо иметь в резерве.

В соответствии с рассмотренными общими принципами построения ЦБК вариант ее структурной схемы представлен на рис. 8.5. В схему входят следующие модули:

процессор когерентной первичной обработки сигналов с БЗУ для хранения выдаваемой в подсистему некогерентной первичной обработки информации;

программное устройство управления РЛС, в котором вырабатывается временная последовательность команд управления сканированием антенны, изменением несущей частоты передатчика, расчетом порогов обнаружения, вы\*

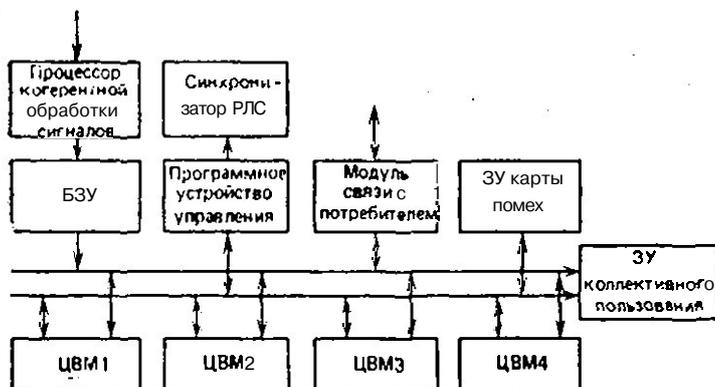


Рис. 8.5

бором режима работы (режима обзора или запроса ОГП) и др.;

синхронизатор РЛС, в котором формируются сигналы управления РЛС и системой обработки;

запоминающее устройство для хранения карты помех (отражений) от подстилающей поверхности и местных предметов; это ЗУ выделено в отдельный модуль системы вследствие **большой** его емкости и специфики решаемых задач;

модуль связи с **потребителями**, выполняющий функции **ввода-вывода** информации, подготовку информации для отображения и для выдачи в линию связи;

четыре (три рабочие и одна резервная) ЦВМ, **предназначенные** для решения всех задач обработки информации и управления (кроме когерентной первичной обработки сигналов);

ЗУ коллективного пользования, предназначенное для организации совместной работы ЦВМ при решении задач обработки и управления распределенных в пространстве и во времени.

Представленная на рис. 8.5 структурная схема дает первоначальное приближение в решении поставленной задачи. В дальнейшем необходимо более детально рассмотреть **все** составляющие (частные) алгоритмы обработки и управления, увязать их в комплексный алгоритм системы и разработать временную диаграмму работы системы. Этот этап проектирования начинается после выбора конкретных типов ЦВМ (процессоров) и принятия решения о целесообразности дальнейшего проектирования.

## Глава 9. ПРИМЕР АНАЛИЗА СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

### 9.1. Вариант построения анализируемой системы цифровой обработки радиолокационной информации

**Структурная схема системы обработки.** Пусть перед РЛК, создаваемым на базе РЛС кругового обзора с равномерным вращением антенны, ставится задача слежения за всеми обнаруженными целями для формирования общей воздушной обстановки и, кроме того, задача точного сопровождения важных с точки зрения потребителя радиолокационной информации целей. В это случае может оказаться целесообразным вариант построения системы обработки информации, приведенный на рис. 9.1 [8].

В «грубом» канале цифровой обработки информации во всей зоне обзора РЛС (блок двоичного квантования сигналов цифровой специпроцессор первичной обработки сигналов ЦВМ и ЦВМ вторичной обработки информации и управления) организуется обнаружение и сопровождение всех находящихся в зоне обзора РЛС целей с точностью, достаточной для воспроизведения и оценки воздушной обстановки. Применение двоичного квантования сигналов и упрощенных алгоритмов обработки информации позволяет реализовать вычислительные средства этого канала на базе серийных микропроцессорных наборов.

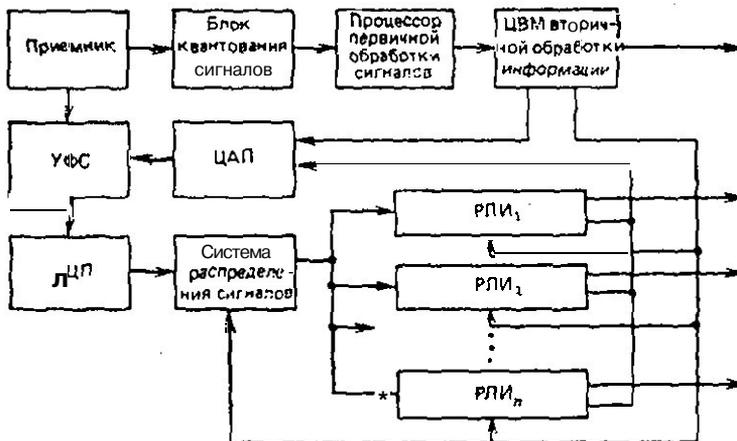


Рис. 9.1

Точное сопровождение важных с точки зрения потребителей целей осуществляется с помощью радиолокационных измерителей (РЛИ). Радиолокационный измеритель представляет собой цифровое вычислительное устройство, предназначенное для решения задач обработки информации по одной или нескольким целям. Процесс точного сопровождения целей с помощью РЛИ может быть организован по крайней мере двумя способами:

1. За каждой целью закрепляется отдельный РЛИ, который сопровождает цель в течение всего времени нахождения ее в зоне обзора РЛС. Такие РЛИ строятся по принципу системы автоматического управления (САУ) и называются следящими измерителями. Число их равно числу подлежащих сопровождению целей ( $n_{рли} = n_{ц}$ ).

В этом случае мы имеем в чистом виде систему с распараллеливанием вычислительного процесса по множеству объектов обработки (см. гл. 6).

2. Система РЛИ работает по принципу обслуживания потока заявок, под которым понимается временная последовательность сигналов, принимаемых в стробах сопровождения каждой цели. При этом подлежащие сопровождению цели можно обслуживать меньшим числом **неследящих** измерителей, т. е. при  $n_{рли} < n_{ц}$ . Взаимодействие грубого и точного каналов обработки организуется следующим образом. В ЦВМ вторичной обработки информации все цели проверяются по важности для обслуживаемой системы. По целям, важность которых превышает установленный порог, рассчитываются и выдаются в устройство физического стробирования (УФС) координаты центра и размера строба начального захвата. Одновременно в распределительное устройство системы измерителей выдаются параметры траектории **цели**, подлежащей точному сопровождению. При зондировании соответствующего направления УФС организует отбор сигналов со **стробируемого** участка зоны обзора. Принятые в стробе сигналы после аналого-цифрового преобразования поступают на вход выбранного распределителем РЛИ и обрабатываются в нем. Начальные значения параметров траектории, **расчитанные** в ЦВМ вторичной обработки, используются в РЛИ на первом шаге уточнения параметров траектории цели. В дальнейшем экстраполированные координаты центров стробов и размеры стробов рассчитываются и выдаются в УФС соответствующими РЛИ. При непредусмотренном сбросе сопровождаемой в РЛИ траектории осу-

ществляется ее повторный захват с использованием информации канала грубой обработки.

Рассматриваемая структура системы обработки радиолокационной информации обладает повышенной надежностью и требует умеренных затрат на создание и эксплуатацию.

Структурная **схема** и **алгоритм** функционирования **неследящего РЛИ**.

В дальнейшем рассматривается система **неследящих РЛИ**. Неследящий РЛИ представляет собой цифровое вычислительное устройство обработки информации, **получаемой** из ограниченной физическим строем части зоны обзора **РЛС**. В радиолокационном измерителе, схема которого приведена на **рис. 9.2**, выполняются те же операции, что и при сопровождении целей с помощью **ЦВМ**. Существенным отличием является **совмещение операций** первичной обработки сигналов и селекции отметок и стробе сопровождения. При этом из-за ограниченного **размера** строба можно реализовать оптимальные алгоритмы квантования и обработки сигналов. Что касается **операций** сглаживания параметров, то в РЛИ применяются наиболее **совершенные алгоритмы**, обеспечивающие сопровождение маневрирующих целей.

Алгоритм **первичной** обработки **сигналов** и селекции в стробе сопровождения рассмотрим несколько **подробнее**.

**Задачи** обнаружения, определения положения и селекции сигналов в стробе сводятся к проверке многих гипотез, причем нулевой является гипотеза об отсутствии сигнала в стробе, а **альтернативными — гипотезы** о наличии сигнала в одной (нескольких) ячейке строба. Под ячейкой строба понимается элемент объема (**площади**) строба, ограниченный интервалами дискретизации по координатам **дальности, азимута** и **угла** места. Оптимальной процедурой при обработке результатов наблюдений с целью проверки статистических гипотез является образование отношения правдоподобия и **сравнение** его с порогом, выбираемым исходя из допустимых потерь, приписываемых **правильным** и ошибочным решениям. В дальнейшем в качестве примера будем рассматривать алгоритм оптимальной обработки **поля двоично-квантованных** сигналов в **двуэмерном** стробе.

При оптимальной обработке двоично-квантованных сигналов в **двуэмерном** (по дальности и азимуту) стробе логарифм **отношения правдо-**

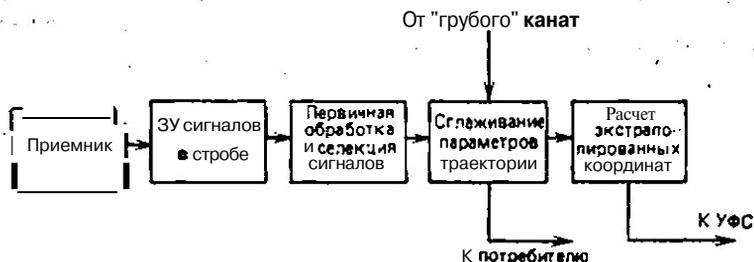


Рис. 9.2

подобия имеет вид [21]

$$\ln l = \sum_{i,j} d_{ij} \eta(ij | i_0 j_0), \quad (9.1)$$

где  $d_{ij}$  — значения двоично-квантованных сигналов (0 или 1) в  $ij$ -й ячейке строба;  $i=1, \dots, l$  и  $j=1, \dots, m$  — число дискретных элементов строба по дальности и азимуту соответственно;  $\eta(ij | i_0 j_0)$  — набор весовых коэффициентов, с которыми суммируются квантованные сигналы (нули и единицы) в ячейках строба при образовании логарифма отношения правдоподобия.

Конкретный вид функции  $\eta(ij | i_0 j_0)$  зависит от формы огибающей двумерного обрабатываемого сигнала. Для модели сигнала в виде поверхности плотности двумерного нормального распределения в системе координат  $r, \beta$  весовая функция имеет вид

$$\eta(ij | i_0 j_0) = c_1 \exp \left[ -\frac{\Delta_r^2 (j - i_0)^2}{2\delta_r^2} \right] \exp \left[ -\frac{\Delta_\beta^2 (j - i_0)^2}{2\delta_\beta^2} \right], \quad (9.2)$$

где  $c_1, c_2$  — константы;  $\Delta_r, \Delta_\beta$  — интервалы дискретизации строба по  $r$  и  $\beta$ ;  $\delta_r, \delta_\beta$  — половина ширины сигнала по координатам  $r$  и  $\beta$  на уровне  $\exp(-0,5)$ ;  $i_0, j_0$  — координаты максимума огибающей сигнала.

В результате взвешивания поля двоично-квантованных сигналов весовой функцией (9.2) получается двумерное поле отношения правдоподобия, которое является исходным для обнаружения и селекции сигнала в стробе, причем информация о наличии и координатах сигнала содержится в этом случае в пиках («холмах») этого поля.

Задача обнаружения и селекции одиночной цели в стробе на основе информации, содержащейся в пиках поля отношения правдоподобия, ставится следующим образом. Во-первых, принимается гипотеза, что в стробе может быть только одна цель. Случай наличия нескольких целей в стробе хотя и возможен, но маловероятен в рассматриваемой ситуации. По полученному в стробе «всхолмленному» рельефу, содержащему  $M$  пиков различной высоты, требуется установить, есть ли среди этих пиков пик, образованный сигналом от сопровождаемой цели, и если есть, то каковы его координаты.

В качестве входных параметров, на основе которых принимаются решения, используются амплитуды вершин пиков  $U_l$  ( $l=1, 2, \dots, M$ ) и их координаты  $\xi_l, \eta_l$  относительно центра строба. Если справедлива гипотеза о статистической независимости амплитуд вершин пиков поля отношения правдоподобия и известны координаты этих вершин в области сигнала, то оптимальное решение задачи обнаружения и селекции сигналов в стробе находится в два этапа:

1. Отбор пика с номером  $l^*$ , для которого квадратичная форма

$$Q_{l^*} = \frac{U_l^2}{\sigma^2} = \min, \quad (9.3)$$

где  $\sigma$  — среднее значение амплитуд поля отношения правдоподобия в области сигнала;  $\sigma^2$  — дисперсия амплитуд поля отношения правдоподобия в области сигнала.

2. Сравнение полученного значения квадратичной формы  $Q_{l^*}$  с порогом, выбираемым исходя из допустимой вероятности ошибочных решений и, если этот порог превышен, выдача решения об обнаружении

отметки от цели. Координаты вершины пика принимаются в качестве координат обнаруженной отметки в стробе.

Описанный оптимальный **алгоритм** достаточно сложен в реализации из-за **большой** трудоемкости оценок среднего **значения  $\bar{U}$**  и дисперсии  $\sigma_u^2$  амплитуд поля отношения правдоподобия в области **сигнала**. Поэтому на практике могут быть использованы упрощенные алгоритмы обнаружения и селекции:

1. **Алгоритм** обнаружения и селекции по **максимальному** пику поля отношения правдоподобия — **сначала** находится амплитуда **максимального** в стробе пика, которая сравнивается с порогом. Обнаружение фиксируется по превышению пиком порога, а координата определяется по **положению** вершины пика в стробе.

2. **Алгоритм** обнаружения и селекции по пику поля отношения правдоподобия, превысившему порог обнаружения и имеющему минимальное отклонение от центра строба.

Первый из упрощенных **алгоритмов** обладает лучшими селективирующими свойствами, оцениваемыми вероятностью правильного обнаружения и селекции при фиксированной вероятности ложного обнаружения и селекции. Для выбора приемлемого алгоритма обнаружения и селекции сигналов в стробе сопровождения **РЛИ** о каждом **конкретном** случае **необходимы** анализ и выбор компромиссного **решения**, учитывающего требования к качеству **решения** задач и имеющиеся вычислительные ресурсы.

**Системы РЛИ как система** массового обслуживания. Каждый РЛИ состоит из следующих выполняющих самостоятельные функции элементов (рис. 9.3):

статическое ЗУ оцифрованных сигналов в пределах физического строба сопровождения;

обнаружитель-селектор (**ОС**), предназначенный для обнаружения и селекции сигналов в стробе;

измеритель (**И**), предназначенный для оценки параметров траекторий, экстраполяции **координат** и вычисления размеров строба сопровождения.

Статическое ЗУ может быть реализовано в **виде** матрицы (**в** двумерном случае) или совокупности матриц (при обработке в трехмерном стробе) запоминающих элементов. **В** каждой ячейке матрицы запоминается информация, полученная **в** результате квантования выборок сигнала в соответствующем элементе объема (площади) строба. Обработка информации, накопленной в ЗУ, производится только после заполнения всех ячеек строба. После обработки накопленной информации соответствующая матрица ЗУ готова к приему новой информации. В качестве обнаружителя-селектора могут быть использованы один или несколько специализированных цифровых процессоров. **Учитывая** большой объем **вычислений** при реализации алгоритмов оценки параметров и координат цели в процессе вторичной обработки информации, а также необходимость хранения предыдущей информации по каждой сопровож-

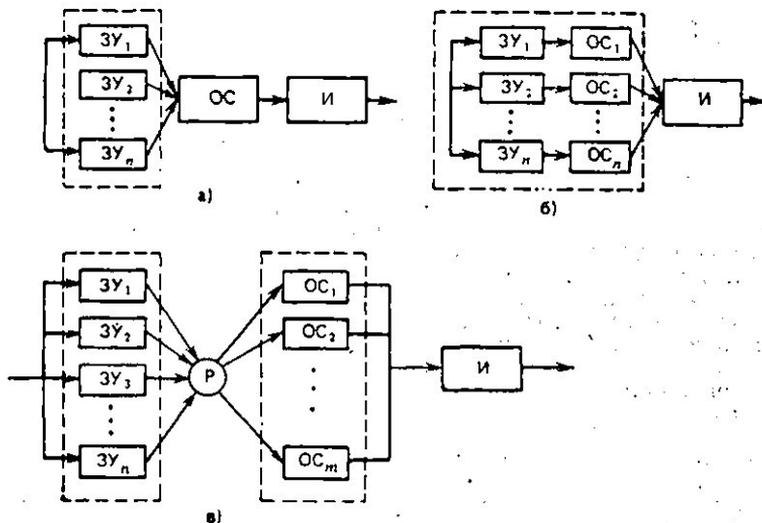


Рис 9.3

даемой траектории, в качестве измерителя целесообразно использовать микроЦВМ.

При сопровождении целей с помощью нескольких РЛИ можно сократить набор элементов за счет рациональной организации системы. В дальнейшем рассмотрим следующие варианты.

Система « $n-1-1$ » (рис. 9.3,а). ЗУ является  $n$ -канальной СМО с потерями, а обнаружитель-селектор и измеритель — одноканальными СМО с ожиданием. Система « $n-1-1$ » является трехфазовой системой обслуживания с отказами на входе.

Система « $n-n-1$ » (рис. 9.3,б). Отличается от предыдущей тем, что здесь каждый обнаружитель-селектор имеет свое ЗУ, так что последовательное соединение приборов ЗУ — ОС можно рассматривать как один канал обслуживания. Совокупность  $n$  приборов ЗУ — ОС представляет собой  $n$ -канальную систему обслуживания с потерями. Измеритель, как и прежде, является одноканальной системой обслуживания с ожиданием.

Система « $n-m-1$ » (рис. 9.3,в). В этой системе заявки на обслуживание с выходов  $n$ -канального ЗУ поступают на вход  $m$ -канального обнаружителя-селектора через распределитель (Р). В общем случае распределитель функционирует как ассоциативное устройство или вероятност-

ный автомат, состояние которого определяется характеристиками потока входящих заявок (с выхода ЗУ) и состоянием второго прибора. Второй прибор является *m*-канальной системой обслуживания с ожиданием. Обслуженные требования с выхода второго прибора поступают на вход третьего, который является одноканальной системой обслуживания с ожиданием.

Все рассмотренные варианты представляют собой трехфазовую СМО. Каждая фаза может быть представлена одним или несколькими параллельно соединенными приборами обслуживания. Время обслуживания заявок в каждом приборе в общем случае является случайной величиной, распределение которой предполагается доступным изучению и определению. Предполагается, что на входе первой фазы обслуживания действует простейший поток заявок. Заявка, поступившая на вход первого прибора и заставшая свободным хотя бы один канал, немедленно принимается на обслуживание, в противном случае получает отказ и теряется. Заявки, прошедшие обслуживание первым прибором, последовательно проходят обслуживание на следующих фазах, т. е. потеря заявки на входе каждой последующей фазы недопустима. В связи с этим перед второй и третьей фазами должны быть предусмотрены устройства хранения стоящих в очереди заявок.

Рассмотрим соображения о законах распределения времени обслуживания в различных фазах системы. Время обслуживания в ЗУ есть время заполнения ЗУ информацией в пределах физического строба, которое определяется по формуле

где  $\Delta\beta_{стр}$  — угловой размер строба по азимуту, рад;  $T_0$  — период обзора. Размеры физического строба рассчитываются исходя из требуемой вероятности попадания в строб отметки от цели с учетом случайных погрешностей измерения координат, случайных ошибок экстраполяции координат и динамических ошибок из-за маневра цели. Погрешности измерения и ошибки экстраполяции по каждой координате подчиняются нормальному распределению с нулевым математическим ожиданием и известной дисперсией.

Как уже отмечалось, в гл. 3, в режиме устойчивого сопровождения цели размеры строба по каждой координате минимальны  $\Delta z_{min}$  ( $z = \{r, \beta\}$ ). Маневр цели, регулярные и случайные изменения интенсивности сигнала и, наконец, пропуски отметок на траектории приводят к увеличению

размеров строба по сравнению с минимальными. Причем вероятность того, что размеры строба минимальны или близки к минимальным, является наибольшей.

Распределение, наиболее соответствующее описанному процессу изменения размеров строба, может быть вида

$$\omega(\Delta z) = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left[-\frac{(\Delta z - \Delta z_{\min})^2}{2\sigma_z^2}\right], & \Delta z \geq \Delta z_{\min}, \\ 0, & \Delta z < \Delta z_{\min}, \end{cases} \quad (9.4)$$

где  $\sigma_z^2$  — дисперсия изменения размеров строба по координате  $\xi$ .

Плотность распределения времени обслуживания в этом случае имеет вид

$$\omega(\tau_{3y}) = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\tau_{3y}}} \exp\left[-\frac{(\tau_{3y} - \tau_{3y \min})^2}{2\sigma_{\tau_{3y}}^2}\right], & \tau_{3y} \geq \tau_{3y \min}, \\ 0, & \tau_{3y} < \tau_{3y \min}. \end{cases} \quad (9.5)$$

Иногда размеры физического строба выбираются постоянными, рассчитанными на максимальную суммарную ошибку экстраполяции. В этом случае время обслуживания заявок в ЗУ будет постоянным.

В обнаружителе-селекторе при применении упрощенного алгоритма по максимуму пика взвешенной суммы операции обработки сводятся к следующим:

определение амплитуд взвешенной суммы в каждой ячейке строба;

последовательное сравнение между собой амплитуд взвешенной суммы с целью выбора наибольшей;

сравнение выбранных таким образом амплитуд с порогом и принятие решения об обнаружении отметки от цели.

В этом случае время анализа информации определяется размерами строба. В дальнейшем рассматривается случай двумерного строба. В соответствии с выражением (9.4) распределение нормированных размеров двумерного строба по каждой координате

$$\omega(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - x_0)^2}{2}\right] x \geq x_0, \quad (9.6a)$$

где  $x = \Delta z_{\text{стр}} / \sigma_{z_{\text{стр}}}$ ;  $y = \Delta r_{\text{стр}} / \sigma_{r_{\text{стр}}}$ ;  $x_0 = \Delta z_{\text{стр min}} / \sigma_{z_{\text{стр}}}$ ;  $y_0 = \Delta r_{\text{стр min}} / \sigma_{r_{\text{стр}}}$ .

Тогда обычным способом можно найти плотность распределения площади строба  $S_{стр}$  как плотность распределения произведения случайных величин  $x$  и  $y$  распределение каждой из них усеченное нормальное (9.6а) и (9.6б) соответственно. Функция распределения площади  $S_{стр}$

$$F(S_{стр}) = \int_{x_0}^{\infty} \int_{S_{стр}/x}^{\infty} \omega(x) \omega(y) dx dy = \\ = \frac{2}{\pi} \int_{x_0}^{\infty} \int_{S_{стр}/x}^{\infty} \exp\left[-\frac{(x-x_0)^2}{2}\right] \exp\left[-\frac{(y-y_0)^2}{2}\right] \frac{dx}{x}. \quad (9.7)$$

Дифференцируя (9.7) по  $S_{стр}$ , получаем плотность распределения  $S_{стр}$  в виде

$$\omega(S_{стр}) = \frac{2}{\pi} \int_{x_0}^{\infty} \exp[-0.5(x-x_0)^2] \times \\ \times \exp\left[-0.5\left(\frac{S_{стр}}{x} - \frac{S_0}{x}\right)^2\right] \frac{dx}{x}. \quad (9.8)$$

Выражение (9.8) не интегрируется в явном виде. Результаты численного интегрирования показывают, что при малых  $S_0$  плотность распределения вероятности площади строба можно аппроксимировать экспоненциальной со сдвигом функцией вида

$$\omega(S_{стр}) = \gamma \exp[-\gamma(S_{стр} - S_0)], \quad S_{стр} > S_0. \quad (9.9)$$

При увеличении  $S_0$  плотность распределения вероятности площади строба приближается к усеченной нормальной:

$$\omega(S_{стр}) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \exp[-0.5(S_{стр} - S_0)^2], \quad S_{стр} > S_0. \quad (9.10)$$

В соответствии с выражениями (9.9) и (9.10) плотность распределения вероятности времени обслуживания требований в обнаружителе-селекторе также можно аппроксимировать либо усеченным экспоненциальным распределением со сдвигом вида

$$\omega(\tau_{oc}) = \mu \exp[-\mu(\tau_{oc} - \tau_0)], \quad \tau_{oc} \geq \tau_0. \quad (9.11)$$

где  $\mu$  — интенсивность обслуживания заявок в обнаружителе-селекторе, либо усеченным и сдвинутым нормальным

распределением вида

$$\omega(\tau_{0C}) = \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma^2} \tau_{0C}} \exp \left[ -\frac{(\tau_{0C} - \tau_0)^2}{2\sigma^2 \tau_{0C}^2} \right], \quad \tau_{0C} > \tau_0, \quad (9.12)$$

Поскольку точное определение распределения времени обслуживания в общем случае невозможно, в дальнейшем при анализе обнаружителей-селекторов используются обе аппроксимации, представленные выражениями (9.11) и (9.12).

Наконец, в измерителе время, затрачиваемое на выполнение всех операций обработки, будем в нашем случае считать постоянным.

Остановимся теперь на показателях качества функционирования рассматриваемой многофазовой СМО. К ним относятся: вероятность отказа в обслуживании очередной заявки как функция емкости входного ЗУ и среднее время пребывания заявки в системе

$$\bar{t}_{\Sigma} = \sum_{i=1}^3 \bar{\tau}_i + \sum_{i=2}^3 \bar{t}_{ож i}. \quad (9.13)$$

где  $\bar{\tau}_i$  — среднее время обслуживания в  $i$ -й фазе;  $\bar{t}_{ож i}$  — среднее время ожидания обслуживания перед  $i$ -й фазой. С учетом этих показателей при известном числе операций, необходимых для обслуживания одного требования, можно определить требуемое быстродействие вычислительных устройств, реализующих каждую фазу обработки.

Трудность анализа систем многофазового обслуживания состоит в том, что во всех практически важных случаях выходящий поток фазы оказывается потоком более сложного вида, чем входящий. В некоторых случаях, исходя из специфических особенностей функционирования прибора, можно аппроксимировать его выходящий поток потоком простейшего типа с теми же параметрами, что и входящий. Тогда для анализа следующей фазы можно использовать аналитические методы теории массового обслуживания. Если же такой аппроксимации сделать нельзя, то единственным методом исследования является метод моделирования. Разумное сочетание аналитических методов и методов моделирования позволяет решить задачу анализа трехфазовой системы обработки информации с помощью системы РЛИ при любом из рассмотренных вариантов ее построения.

## 9.2. Анализ системы радиолокационных измерителей типа "n-1-1"

**Требуемое число каналов ЗУ.** Так как по условиям работы системы обработка информации в стробе может начинаться только после его заполнения, время обслуживания в ЗУ равно времени прохождения антенной РЛС угла, соответствующего азимутальному размеру строба, и распределено согласно (9.5). В этом случае среднее время обслуживания в ЗУ

$$\bar{\tau}_{3У} = \tau_{\min} + 2\sigma_{\tau_{3У}} / \sqrt{2\pi}. \quad (9.14)$$

Допустимая вероятность потери заявок в ЗУ задается и обычно равна  $P_n = 10^{-3} \dots 10^{-4}$ . Поток заявок на входе ЗУ предполагается простейшим с плотностью  $\lambda_{вх}$ , которая должна быть известна (задана). При ее задании исходят из возможного числа подлежащих сопровождению целей.

Используя теперь формулу Эрланга

$$P_n = \frac{(\lambda_{вх} \bar{\tau}_{3У})^n}{n!} / \sum_{k=1}^n \frac{1}{k!} (\lambda_{вх} \bar{\tau}_{3У})^k, \quad (9.15)$$

можно рассчитать требуемое число каналов (стробов)  $n$ .

Выходящий поток ЗУ при малой допустимой вероятности отказов можно считать повторением входящего потока, т. е. простейшим.

**Анализ характеристик обнаружителя-селектора.** Показателями качества обнаружителя-селектора как одноканальной системы массового обслуживания являются: среднее время обслуживания  $\bar{\tau}_{ос}$  и среднее время ожидания обслуживания  $t_{ож ос}$ .

Рассмотрим сначала случай экспоненциального со сдвигом распределения времени обслуживания. В этом случае

$$\bar{\tau}_{ос} = \int_0^{\infty} \tau_{ос} \omega(\tau_{ос}) \pi_{ос} = \tau_0 + \sigma_{\tau_{ос}}^2 / \tau_{ос} = \frac{1}{\mu}. \quad (9.16)$$

Второй момент времени обслуживания

$$\begin{aligned} &= \tau_0^2 + 2\tau_0\sigma_{\tau_{ос}} + 2\sigma_{\tau_{ос}}^2 = \\ &= \tau_0^2 \left( 1 + \frac{2\sigma_{\tau_{ос}}}{\tau_0} + 2\frac{\sigma_{\tau_{ос}}^2}{\tau_0^2} \right). \end{aligned}$$

Обозначим  $\alpha = \tau_0 / \sigma_{\tau_{OC}}$ . Тогда получим окончательно

$$\bar{\tau}_{OC} = \tau_0 (1 + 1/\alpha); \quad (9.17)$$

$$M_2(\tau_{OC}) = \tau_0^2 (1 + 2/\alpha + 2/\alpha^2). \quad (9.18)$$

Среднее время ожидания при бесприоритетном обслуживании

$$\bar{t}_{ож OC} = \lambda_{вх} M_2(\tau_{OC}) / 2(1 - \lambda_{вх} \bar{\tau}_{OC}). \quad (9.19)$$

Подставляя в (9.19) выражение (9.18), получаем

$$\bar{t}_{ож OC} = \frac{\lambda_{вх} \tau_0^2}{2(1 - \lambda_{вх} \bar{\tau}_{OC})} \left( 1 + \frac{2}{\alpha} + \frac{2}{\alpha^2} \right). \quad (9.20)$$

Выражая далее  $\tau_0$  через  $\tau_{OC}$  из (9.17), после элементарных преобразований получаем

$$\bar{t}_{ож OC} = \frac{\lambda_{вх} \bar{\tau}_{OC}^2}{2(1 - \lambda_{вх} \bar{\tau}_{OC})} \left[ 1 + \frac{1}{(1 + \alpha)^2} \right]. \quad (9.21)$$

Обозначив  $\lambda_{вх} \tau_{OC} = \rho_{OC}$ , получим окончательно

$$\bar{t}_{ож OC} \mu_{OC} = \frac{\rho_{OC}}{2(1 - \rho_{OC})} \left[ 1 + \frac{1}{(1 + \alpha)^2} \right], \quad \mu_{OC} = \frac{1}{\tau_{OC}}, \quad (9.22)$$

где  $\rho_{OC}$  — коэффициент загрузки обнаружителя-селектора. Формула (9.22) позволяет рассчитывать показатели качества обнаружителя-селектора в зависимости от коэффициента его загрузки и относительного смещения распределения  $\alpha$ .

Если время обслуживания распределено согласно (9.12), то

$$\tau_{OC} = \tau_0 + \frac{2\sigma_{\tau_{OC}}}{\sqrt{2\pi}}; \quad M_2(\tau_{OC}) = \tau_0^2 + \sigma_{\tau_{OC}}^2 + \frac{4\tau_0\sigma_{\tau_{OC}}}{\sqrt{2\pi}}.$$

Учитывая, что  $\alpha = \tau_0 / \sigma_{\tau_{OC}}$ , получим:

$$\tau_{OC} = \tau_0 [(\alpha + 0,8)/\alpha], \quad 2/\sqrt{2\pi} \approx 0,8, \quad (9.23)$$

Среднее значение времени ожидания будет равно

$$\bar{t}_{ож OC} = \frac{\lambda_{вх} M_2(\tau_{OC})}{2(1 - \rho_{OC})} = \frac{\lambda_{вх} \tau_{OC}^2}{2(1 - \rho_{OC})} \left[ \frac{1 + 1,6\alpha + 1,6\alpha^2}{(0,8 + \alpha)^2} \right]$$

или

$$\bar{t}_{\text{ож ос}}^{\mu_{\text{ос}}} = \frac{\rho_{\text{ос}}}{2(1-\rho_{\text{ос}})} \left[ 1 + \frac{0,36}{(0,8 + \alpha)^2} \right]. \quad (9.25)$$

Формула (9.25) также позволяет рассчитывать характеристики обнаружителя-селектора при соответствующем распределении времени обслуживания. В частности, формулы (9.22) и (9.25) показывают, что с увеличением относительного смещения в распределении времени обслуживания при том же коэффициенте загрузки  $\rho_{\text{ос}}$  среднее относительное время ожидания уменьшается и достигает в пределе (при  $\alpha \rightarrow \infty$ ) значения, соответствующего постоянно-му времени обслуживания. В данном случае очередь на входе ЦВС хранится во входном ЗУ. Поэтому при расчете емкости этого ЗУ по формуле (9.24) необходимо учесть среднее время ожидания обслуживания в обнаружителе-селекторе, добавив это время к среднему времени обслуживания требований в ЗУ:

$$\bar{\tau}_{\text{ЗУ}} = \bar{\tau}_{\text{ЗУ}} + \bar{t}_{\text{ож ос}}.$$

Далее, зная среднее время обслуживания  $\tau_{\text{ос}}$ , число приведенных операций, затрачиваемых на однократную реализацию алгоритма обнаружения и селекции сигналов, можно подсчитать требуемое эффективное быстродействие обнаружителя-селектора:

$$V_{\text{эф ос}} = \bar{N}_{\text{ос}} / \bar{\tau}_{\text{ос}} = \bar{N}_{\text{ос}} \lambda_{\text{вх}} / \rho_{\text{ос}}.$$

Рассмотрим теперь поток обслуженных требований на выходе обнаружителя-селектора, имея в виду, что коэффициент загрузки  $\rho_{\text{ос}}$  близок к единице ( $\rho_{\text{ос}} = 0,9 \dots 0,95$ ). Выходящий поток обнаружителя-селектора определяется моментами поступления заявок на обслуживание, временем обслуживания и временем ожидания начала обслуживания. Пусть  $L, t_2, \dots, t_{i-1}, t_i, t_{i+1}$  — моменты поступления заявок на вход обнаружителя-селектора,  $t_{\text{ож } i}$  — время ожидания обслуживания заявки, поступившей в момент  $t_i$ ,  $\tau_i = \tau_0 + \xi_i$  — время обслуживания  $i$ -й заявки (где  $\tau_0$  — постоянная, а  $\xi_i$  — случайная составляющая этого времени). В процессе обслуживания потока заявок возможны следующие два случая.

1. Заявка поступает на обслуживание в момент  $t_i$ , когда обнаружитель-селектор занят и становится в очередь (рис. 9.4, а и б). Время ожидания начала обслуживания данной заявки равно  $t_{\text{ож } i}$ . Обозначим через  $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$  и

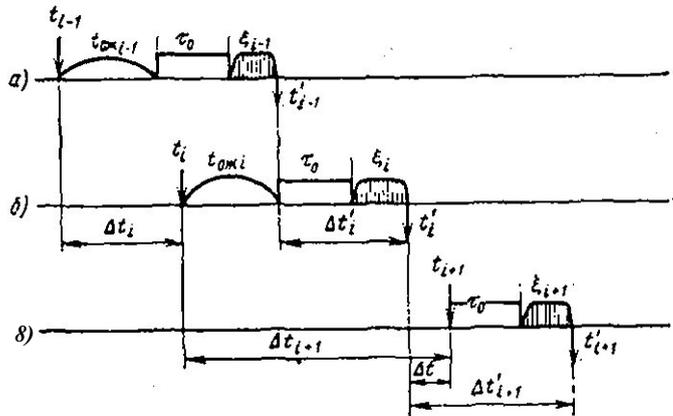


Рис. 9.4

$\Delta t'_i = t'_i - t_{i-1}$  — интервалы времени между двумя заявками на входе и выходе обнаружителя-селектора. Тогда для рассматриваемого случая (рис. 9.4,б) интервал времени между заявками на выходе обнаружителя-селектора равен длительности времени обслуживания:

$$\Delta t_i < t_{ож i-1} + \tau_{i-1}, \quad \Delta t'_i = \tau_0 + \xi_i = \tau_i. \quad (9.26), (9.27)$$

2. Заявка поступает на обслуживание в момент времени  $t_{i+1}$ , когда обнаружитель-селектор свободен, и немедленно принимается на обслуживание (рис. 9.4,в). В этом случае интервал времени между двумя соседними заявками на выходе обнаружителя-селектора больше интервала времени обслуживания на время простоя  $\Delta t$ :

Так как по условию коэффициент загрузки  $\rho_{ос}$  велик, то вероятность второго случая, пропорциональная  $1 - \rho_{ос}$ , мала, и мы вправе считать, что на входе обнаружителя, как правило, имеется очередь, т. е. с большой вероятностью реализуется первый из рассмотренных случаев.

В соответствии с приведенными рассуждениями распределение интервалов между обслуженными в обнаружителе-селекторе заявками (на входе измерителя) можно считать совпадающим с распределением времени обслуживания в обнаружителе-селекторе. Параметр потока заявок на выходе обнаружителя-селектора совпадает с параметром входящего потока.

**Анализ характеристик измерителя.** Измеритель является одноканальной СМО с ожиданием. На его вход поступает поток заявок, обслуженных в обнаружителе-селекторе с параметром  $\lambda_{вх}$  и плотностью распределения интервалов между требованиями, совпадающей с плотностью распределения времени обслуживания в обнаружителе-селекторе, т. е. с плотностями распределения вида (9.11) или (9.12). Бремя обслуживания заявок в измерителе постоянно и равно  $\tau_{и}=a$ .

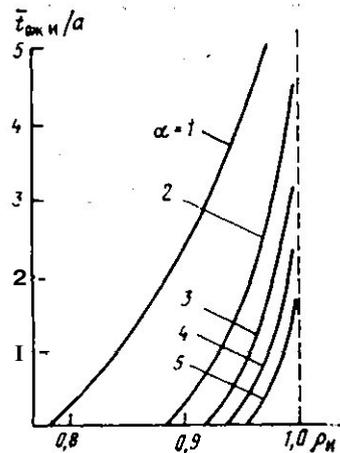


Рис. 9.5

В зависимости от соотношения между постоянной составляющей  $\tau_0$  в выражении (9.27) и длительностью обслуживания в измерителе  $a$  возможны следующие случаи:

1)  $a \leq \tau_0$  — измеритель всегда успеет обслужить поступившую заявку до прихода следующей заявки, и возможен даже простой измерителя. Средняя длительность простоя зависит от дисперсии случайной составляющей интервала времени между поступающими заявками на входе. Если плотность распределения интервалов между поступающими на вход системы заявками является экспоненциальной со сдвигом (9.11), то среднее время простоя

$$\bar{t}_{пр} = \bar{\tau}_{ос} \sim a \geq \sigma_{\tau_{ос}}. \quad (9.28)$$

Если плотность распределения интервалов между заявками описывается выражением (9.12), то

$$\sim \sigma / \sqrt{2\pi}. \quad (9.29)$$

2)  $\tau_0 < a \leq 1/\lambda_{вх}$  — на входе измерителя возникает очередь. Расчет длины очереди или времени ожидания обслуживания аналитическими методами не представляется возможным, так как входящий поток не является простейшим. Для определения указанных характеристик необходимо применять метод имитационного моделирования. При этом наибольшую трудность представляет имитация входящих потоков с распределениями (9.11) и (9.12). По-

лученные моделированием зависимости относительного времени ожидания обслуживания измерителем от коэффициента загрузки измерителя при нескольких значениях коэффициента смещения  $a = \tau_0 / \sigma_{\text{ос}}$  представлены на рис. 9.5. Как видно из рисунка, среднее время ожидания на входе измерителя при фиксированном (достаточно высоком) коэффициенте загрузки в значительной степени зависит от коэффициента смещения  $a$ . При увеличении  $a \geq 3$  входящий поток по сути дела вырождается в регулярный и время обслуживания заявок измерителем должно быть равно примерно т.о. В этом случае очередь на входе измерителя практически отсутствует и в качестве БЗУ ставится входной регистр.

### 9.3. Анализ системы радиолокационных измерителей типа "n—n—1"

В этой системе РЛИ (рис. 9.3,б) обслуживание входящей заявки обнаружителем начинается немедленно после заполнения матрицы ЗУ. Поэтому если положить, как и ранее, что плотность распределения вероятности времени заполнения ЗУ описывается выражением (9.5), то плотность распределения вероятности времени обслуживания в каждом канале системы ЗУ—ОС будет представлять собой композицию распределений (9.5) и (9.11) или (9.5) и (9.12), а среднее время обслуживания будет равно

$$\bar{\tau}_{\text{ЗУ—ОС}} = \bar{\tau}_{\text{ЗУ}} + \bar{\tau}_{\text{ОС}},$$

где  $\bar{\tau}_{\text{ЗУ}}$  -- среднее время заполнения ЗУ;  $\bar{\tau}_{\text{ОС}}$  -- среднее время обслуживания заявок в обнаружителе-селекторе, вычисляемое по формуле (9.17) или (9.23).

Теперь, если задан параметр входящего потока (входящий поток, как и ранее, считается простейшим), то число каналов ЗУ—ОС можно рассчитать по формуле Эрланга (9.15) при заданной вероятности отказов  $P_{\text{отк}}$ .

Рассмотрим соображения о распределении выходящего потока  $n$ -канальной системы ЗУ—ОС. Воздействие рассматриваемой системы на входящий поток заявок можно представить как разложение простейшего потока на элементарные потоки, число которых равно числу каналов системы ЗУ—ОС. Эти элементарные потоки в общем случае не обязательно будут простейшими. Выходящий поток системы есть суперпозиция элементарных потоков, кото-

рую в соответствии с предельной теоремой Севастьянова [10] можно считать простейшим потоком с параметром, равным параметру входящего потока (при малых значениях  $P_n$ ). Таким образом, в рассматриваемой системе входящий поток измерителя можно считать простейшим.

Время обслуживания в измерителе, как и ранее, является постоянным, равным  $a$ . Поэтому среднее время ожидания обслуживания в измерителе

$$\bar{n}_{ож} = \frac{2(1 - \lambda_{вх}a)}{2(1 - \rho_{И})}$$

Среднее число заявок, находящихся в очереди:

$$\bar{n}_{ож} = \rho_{И} (3 - 2\rho_{И}) / 2(1 - \rho_{И}), \quad (9.31)$$

а дисперсия этого числа

$$D_n = \sigma_{n_{ож}}^2 = \rho_{И} \left\{ 1 + \frac{\rho_{И}}{1 - \rho_{И}} \left[ \frac{1}{2} + \rho_{И} \left( \frac{1}{3} + \frac{\rho_{И}}{4(1 - \rho_{И})} \right) \right] \right\}. \quad (9.32)$$

где  $\rho_{И}$  — коэффициент загрузки измерителя.

Зная  $\bar{n}_{ож}$  и  $\sigma_{n_{ож}}^2$ , можно определить емкость БЗУ на входе измерителя, если задаться допустимой вероятностью потери заявки на его входе и положить, например, что распределение числа заявок в очереди нормальное (такая аппроксимация имеет смысл только при сравнительно больших  $\bar{n}_{ож}$ ). В этом случае

$$P = \int_{Q_{БЗУ}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{n_{ож}}^2}} \exp \left\{ -\frac{(n_{ож} - \bar{n}_{ож})^2}{2\sigma_{n_{ож}}^2} \right\} dn_{ож}. \quad (9.33)$$

где  $Q_{БЗУ}$  — требуемая емкость БЗУ.

Отметим, что допустимая вероятность потери требований на входе измерителя  $P$  должна быть взята по крайней мере на порядок меньше допустимой вероятности потери заявки на входе. Только в этом случае будет выполнено основное требование к системе: все прошедшие первую фазу обслуживания заявки должны быть обслужены в измерителе.

#### 9.4. Анализ системы радиолокационных измерителей типа "n—m—1"

Рассматриваемая система является трехфазовой СМО обслуживания с потерями на входе. Первая фаза представляет собой  $gc$ -канальную СМО с потерями. Расчет требуемого числа каналов этой системы производится по методике, изложенной выше. Вторая фаза является  $m$ -канальной СМО с ожиданием. Анализ показателей качества функционирования такой системы и является предметом рассмотрения в данном параграфе. Входящий поток заявок на обслуживание является простейшим с параметром  $\lambda_{вх}$ . Предполагается, что распределительное устройство работает как счетчик по модулю  $m$ , отсылая на  $i$ -й канал ( $i=1, 2, \dots, m$ ) заявки с номерами  $i, i+m, i+2m$ . Такой способ распределения заявок называется циклическим. На вход каждого канала (одноканальной системы массового обслуживания) поступает прореженный в  $m-1$  раз простейший поток (поток Эрланга  $(m-1)$ -го порядка), имеющий плотность распределения вероятности

$$\omega_{m-1}(t) = \lambda_{вх} (\lambda_{вх} t)^{m-1} e^{-\lambda_{вх} t} / (m-1)! \quad (9.34)$$

Условие стационарного режима  $m$ -канальной системы

$$\sum_{i=1}^m \rho_i = \rho_m = \lambda_{вх} \bar{\tau}_{ож} < m.$$

При этом предполагается, что среднее время обслуживания  $\bar{\tau}_{ож}$  одинаково для всех каналов.

Таким образом, в данном случае анализу подлежит одноканальная СМО с эрланговским входящим потоком с плотностью, равной  $\lambda_{вх}/m$ , и временем обслуживания, распределенным согласно (9.11) или (9.12) с параметрами  $\bar{\tau}_{ож}$  и  $\sigma_{\tau_{ож}}^2$ .

В результате анализа должны быть получены статистические характеристики времени ожидания обслуживания: среднее время  $\bar{t}_{ож}$  и дисперсия этого времени  $\sigma_{t_{ож}}^2$ .

Как уже отмечалось, аналитическое исследование СМО с входящим потоком, отличающимся от простейшего, связано с большими трудностями. В [10] намечен общий подход к аналитическому решению подобных задач. Однако применение его к конкретным условиям нашей задачи сложно, ненаглядно и не приводит к конечным выражени-

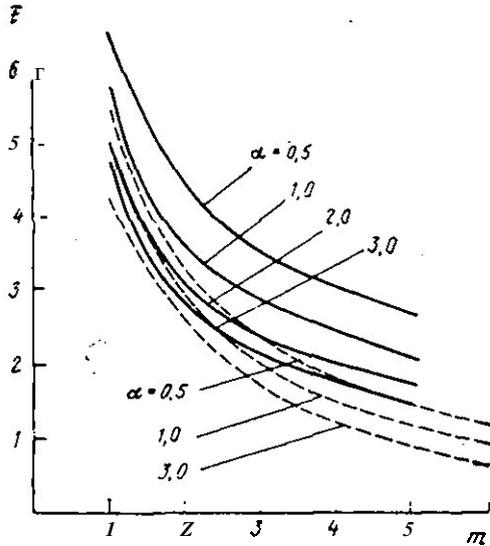


Рис. 9.6

ям для  $\bar{t}_{ож}$  и  $\sigma_{t_{ож}}^2$ . Конкретные решения для  $\bar{\tau}_{ож}/\bar{\tau}_{ос}$ , полученные методом имитационного моделирования, приведены на рис. 9.6 (непрерывными линиями показаны зависимости для экспоненциального со сдвигом распределения времени обслуживания, а штриховыми — для нормального усеченного и сдвинутого распределения времени обслуживания). Как следует из рисунка, с увеличением  $m$  относительное среднее время ожидания уменьшается экспоненциально. Влияние коэффициента смещения  $\alpha$  на среднее время ожидания аналогично предыдущим типам систем.

Задаваясь конкретными значениями  $\lambda_{вх}$ ,  $m$ ,  $\alpha$  и рассчитав  $\bar{\tau}_{ос}$ , можно по кривым на рис. 9.6 определить среднее время ожидания обслуживания и с учетом этого времени рассчитать требуемое число приборов  $n$  первой фазы обслуживания.

Зависимости требуемого быстродействия каждого из  $m$  каналов второй фазы обслуживания для нескольких значений параметра входящего потока  $\lambda_{вх}$  от среднего числа приведенных коротких операций  $\bar{N}$ , необходимых для обработки одной заявки, при коэффициенте загрузки каждого прибора  $\rho_i = 0,9m$  представлены на рис. 9.7. В качестве распределения времени обслуживания принято усеченное

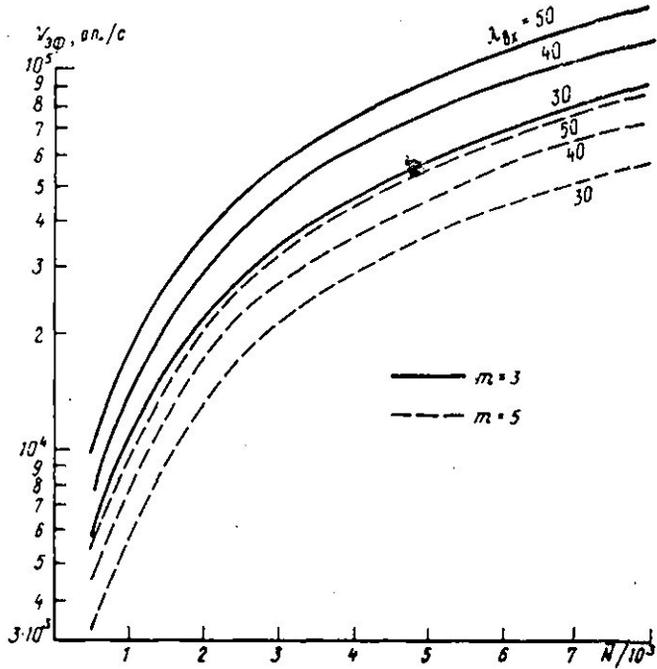


Рис. 9.7

и сдвинутое нормальное распределение вероятности (9.12). Расчеты требуемого быстродействия производились по формуле

$$V = \frac{N \lambda}{\sqrt{m}} \quad (9.35)$$

Анализ выражения (9.35) и кривых на рис. 9.7 показывает, что при фиксированных параметрах входящего потока и заданном числе операций на однократную реализацию алгоритма требуемое быстродействие каналов второй фазы обслуживания уменьшается пропорционально их числу.

Совокупность обработанных во второй фазе обслуживания заявок образует входящий поток третьей фазы — измерителя, который представляет собой одноканальную СМО с ожиданием. В соответствии с предельной теоремой для суммарных потоков входящий поток третьей фазы близок к простейшему с параметром  $\lambda_{вх}$ . Время обслуживания заявок в измерителе, как и раньше, постоянное. Поэтому

расчет необходимых характеристик измерителя по быстродействию и емкости БЗУ производится по методике, изложенной в § 9.3.

#### 9.5. Сравнительная оценка рассмотренных вариантов построения системы сопровождения целей.

Общими характеристиками качества функционирования рассмотренных вариантов построения системы сопровождения целей являются:

требуемое число каналов входного ЗУ при заданной вероятности отказов  $P_n$ ;

требуемое эффективное быстродействие вычислительных средств;

среднее время пребывания требований в системе.

Основываясь на результатах, полученных в предыдущих параграфах, произведем сравнительную оценку рассмотренных типов систем при следующих исходных данных:

поток на входе системы простейший с  $\lambda_{вх} = 40 \text{ с}^{-1}$ ;  
допустимая вероятность отказа на входе  $P_{отк доп} = 10^{-3}$ ;

коэффициент загрузки обнаружителя-селектора и измерителя  $\rho_{ос(и)} = 0,9$ ;

распределение времени обслуживания в обнаружителе-селекторе вида (2.12) с  $a = 2$ ;

среднее число приведенных коротких операций, необходимых для обслуживания одного требования в обнаружителе-селекторе,  $\bar{N}_{ос} = 1500$ ;

число приведенных коротких операций, необходимых для обслуживания одного требования в измерителе,  $N_{и} = 2500$ ;

обзор зоны по азимуту равномерный со скоростью  $v_0 = 250 \text{ град/с}$ ;

минимальный размер строка сопровождения по азимуту  $\Delta\beta_{стр min} = 2^\circ$ ;

минимальное время заполнения матрицы ЗУ (постоянная составляющая времени обслуживания в ЗУ)  $\tau_{ЗУ min} = \Delta\beta_{стр min}/v_0 = 0,008 \text{ с}$ .

Если положить в формуле (9.5)  $\alpha = \tau_{ЗУ min}/\sigma_{\tau_{ЗУ}} = 2$ , то среднее время обслуживания в ЗУ будет  $\bar{\tau}_{ЗУ} = \tau_{ЗУ min} + 2\sigma_{\tau_{ЗУ}}/\sqrt{2\pi} = 0,011 \text{ с}$ .

Для сравнения систем различных типов определим:  
число каналов (матриц) входного ЗУ  $n_{ЗУ}$ ;

среднее время ожидания на входе обнаружителя-селектора  $t_{ож ос}$ ;

среднее время обслуживания в обнаружителе  $t_{ос}$ ;

требуемое быстродействие обнаружителя  $V_{эф ос}$ ;

число обнаружителей-селекторов  $m_{ос}$ ;

среднее время ожидания на входе измерителя  $t_{ож И}$ ;

время обслуживания в измерителе  $t_{И}$ ;

число ячеек БЗУ на входе измерителя  $n_{БЗУ(И)}$ ;

требуемое быстродействие измерителя  $V_{эф И}$ ;

среднее время задержки заявки в системе  $t_{зс}$ .

Результаты расчетов сведены в табл. 9.1.

Как видно из табл. 9.1, система типа « $n-1-1$ » при быстродействии измерителя  $V_{эф И} = 150 \cdot 10^3$  оп./с и обнаружителя-селектора  $V_{эф ос} = 66,7 \cdot 10^3$  оп/с обеспечивает минимальное среднее время пребывания заявок в системе (время обработки информации по одной цели), равное  $t_{зс} = 0,16$  с, т. е. обеспечивает обновление информации по 9 целям в каждом обзоре.

Такое же среднее время пребывания заявок на обработке обеспечивает первый вариант системы типа « $n-n-1$ » при наличии 6 обнаружителей-селекторов с быстродействием  $V_{эф ос} = 66,7 \cdot 10^3$  оп./с, но при меньшем быстродействии измерителя. Очевидно, реализация этого ва-

Таблица 9.1

Тип системы	$n_{ЗУ}$	Обнаружитель-селектор				Измеритель				$t_{зс}$
		$t_{ос}$ , с	$t_{ож ос}$ , с	$V_{эф ос}$ , тыс. оп./с	$m_{ос}$	$t_{И}$ , с	$t_{ож И}$ , с	$n_{БЗУ(И)}$	$V_{эф И}$ , тыс. оп./с	
$n-1-1$	14	0,0225	0,107	66,7	1	0,0167	0	1	150	0,15
$n-n-1$	6	0,0225	0	66,7	6	0,0225	0,1	15	110	0,16
	8	0,045	0	33,3	8	0,0225	0,1	15	110	0,18
	15	0,15	0	10	15	0,0225	0,1	15	110	0,28
$n-m-1$	14	0,045	0,12	33,3	2	0,0225	0,1	15	110	0,3
	14	0,0695	0,123	22,2	3	0,0225	0,1	15	110	0,325
	13	0,09	0,112	16,7	4	0,0225	0,1	15	110	0,335
	13	0,113	0,107	13	5	0,0225	0,1	15	110	0,355

рианта обойдется дороже, чем системы первого типа. Однако другие рассмотренные варианты системы « $n-n-1$ » могут быть реализованы с помощью обнаружителей-селекторов с малым быстродействием, что в некоторых случаях может оказаться решающим в их пользу. Система типа « $n-m-1$ » также может быть реализована с помощью обнаружителей-селекторов с малым быстродействием. При этом число обнаружителей невелико (два-три), что выгодно отличает эту систему от системы второго типа. Недостатком ее является увеличение времени обслуживания заявок.

Выбор конкретного варианта системы определяется наличием вычислительных средств и допустимым временем обработки. Очевидно, что наиболее приемлемой из рассмотренных является система типа « $n-m-1$ » с двумя обнаружителями-селекторами.

## Список литературы

1. Теория обнаружения сигналов/ П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др. Под ред. П. А. Бакута.—М.: Радио и связь, 1984.—440 с.
2. **Брайсон А., Хо-юши.** Прикладная теория управления: Пер. с англ./ Под ред. М. А. Легова.—М.: Мир, 1972.—544 с.
3. Бакут П. А., Жулина Ю. В., Иванчук Н. А. Обнаружение движущихся объектов/ Под ред. П. А. Бакута.—М.: Сов. радио, 1980.—288 с.
4. Введение в цифровую фильтрацию: Пер. с англ./ Под ред. Л. И. Филлипова.—М.: Мир, 1976.—216 с.
5. **Гитис Э. И., Пискунов Е. А.** Аналого-цифровые преобразователи.—М.: Энергоиздат, 1981.—360 с.
6. **Гоноровский И. С.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов.—4-е изд., перераб. и доп.—М.: Радио и связь, 1986.—530 с.
7. **Гольденберг Л. М., Левчук Ю. П., Поляк М. Н.** Цифровые фильтры.—М.: Связь, 1974.—160 с.
8. Головкин В. А. Параллельные вычислительные системы.—М.: Наука, 1980.—520 с.
9. **Глушков В. М.** Сети ЭВМ.—М.: Связь, 1977.—279 с.
10. **Гнеденко В. В., Коваленко И. Н.** Введение в теорию массового обслуживания.—М.: Наука, 1966.—432 с.
11. **Голубев-Новожилов Ю. С.** Многомашинные комплексы вычислительных средств.—М.: Сов. радио, 1967.—424 с.
12. Гуткин Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества.—М.: Сов. радио, 1975.—367 с.
13. Гуткин Л. С., Пестряков В. В., **Типугин В. Н.** Радиоуправление.—М.: Сов. радио, 1970.—324 с.
14. **Дружинин В. В., Конторов Д. С.** Вопросы военной системотехники.—М.: Воениздат, 1976.—224 с.
15. **Евреинов Э. В., Хорошевский В. Г.** Однородные вычислительные системы.—Новосибирск: Наука, 1978.—320 с.
16. **Жданюк Б. Ф.** Основы статистической обработки траекторных измерений.—М.: Сов. радио, 1978.—324 с.
17. **Карцев М. А., Бриж В. А.** Вычислительные системы и синхронная арифметика.—М.: Радио и связь, 1981.—360 с.
18. Конторов Д. С., **Голубев-Новожилов Ю. С.** Введение в радиолокационную системотехнику.—М.: Сов. радио, 1981.—368 с.
19. **Кофман А., Дебазей Г.** Сетевые методы планирования: Пер. с франц.—М.: Прогресс, 1968.—181 с.
20. Кузьмин С. З. Цифровая обработка радиолокационной информации.—М.: Сов. радио, 1967.—400 с.
21. Кузьмин С. З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации.—М.: Сов. радио, 1974.—432 с.
22. **Лихарев В. А.** Цифровые методы и устройства в радиолокации.—М.: Сов. радио, 1973.—456 с.
23. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники.—Кн. 3.—М.: Сов. радио, 1976.—288 с.

24. **Основы** теории вычислительных систем/ Под ред. С. А. Майорова. — М.: Высшая школа, 1978.—408 с.
25. **Оводенко** А. А. Робастные локационные устройства. — Л.: ЛГУ, 1981. — 185 с.
26. Пелад **А.**, Лну Б. Цифровая обработка сигналов. Теория, проектирование, реализация: Пер. с англ./ Под ред. А. И. Петренко. — Киев: Вища школа, 1979. — 264 с.
27. Пospelов Д. А. Введение в теорию вычислительных систем. — М.: Союз радио, 1972. — 280 с.
28. Панфилов И. В., Половко А. М. Вычислительные системы. — М.: Союз радио, 1980.—304 с.
29. **Применение** цифровой обработки сигналов: Пер. с англ./ Под ред. А. М. Рязанцева. — М.: Мир, 1980.—552 с.
30. Прохоров Ю. В., Розанов Ю. А. Теория вероятностей — М.: Наука, 1978.—494 с.
31. **Растринги** Л. А. Современные принципы управления сложными объектами. — М.: Союз радио, 1980.—232 с.
32. Слока В. К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. — М.: Сов. радио, 1970 — 256 с.
33. Сколник М. Справочник по радиолокации: Пер. с англ./ Под ред. К. Н. Трофимова. — Т. 1. — М.: Сов. радио, 1976.—456 с.
34. Стратонович Р. Л. Принципы адаптивного приема. — М.: Сов. радио, 1973.—144 р.
35. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении: Пер. с англ./ Под ред. Б. Р. Левина. — М.: Связь, 1976. — 496 с.
36. Теоретические основы радиолокации/ Я. Д. Ширман, В. И. Голиков, И. Н. Бусыгин и др.; Под ред. Я. Д. Ширмана. — М.: Сов. радио, 1970.—560 с.
37. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. — М.: Наука, 1979.—285 с.
38. **Хазен** Э. М. Методы оптимальных статистических решений и задачи оптимального управления. — М.: Сов. радио, 1968.—256 с.
39. **Хьюбер** П. Робастность в статистике.: Пер. с англ./ Под ред. И. Г. Журбенко. — М.: Мир, 1984. — 303 с.
40. Цветков А. Г. Принципы количественной оценки эффективности радиолокационных средств. — М.: Сов. радио. 1971.— 200 с.
41. **Цвиркун** А. Д. Основы синтеза структуры сложных систем. — М.: Наука, 1982.—200 с.
42. **Ширман** Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981.— 416 с.
43. Абрамович Ю. И. К анализу эффективности адаптивных алгоритмов, использующих корреляционные обратные связи. — Радиотехника и электроника, 1979. № 2, с. 302—308.
44. **Абрамович** Ю. И., Цыганков О. В. Адаптивные методы СУЛТ в условиях помех экспоненциального типа. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1981, № 7, с. 81—84.
45. **Волков** В. Ю., Оводенко А. А. Алгоритмы обнаружения локационных сигналов на фоне помехи с неизвестными параметрами— За рубежомная радиоэлектроника, 1981, № 5, с. 25—40.

46. Глушко О. В., Осинский Л. М. Микропроцессорные средства для построения систем цифровой фильтрации. — Управляющие системы и машины, 1982, № 1, с. 73—76.
47. Лайнотис Д. Разделение — единый метод построения адаптивных систем. — ТИИЭР, 1976, т. 64, № 8, с. 8—27.
48. Лихарев В. А., Лебедев Е. К. Эффективность цифровых систем когерентной фильтрации к режекции. — Радиотехника и электроника, 1973, № 10, с. 2051—2060.
49. Попов Д. И., Федоров В. А. Эффективность рекурсивных фильтров селекции движущихся целей. — Изв. вузов. СССР. Радиоэлектроника, 1975, № 3, с. 63—68.
50. Попов Д. И. Синтез цифровых адаптивных режекторных фильтров. — Радиотехника, 1981, № 10, с. 53—57.
51. Розанов Б. А., Соловьев Г. Н. К оценке эффективности многоканального последовательного анализа с одновременным принятием решений в каналах. — Радиотехника и электроника, 1976, № 6, с. 1235—1241.
52. Стручев В. Ф., Щелкин Д. В. Методы и устройства обработки радиолокационных сигналов при работе в условиях пассивных помех. — Зарубежная радиоэлектроника, 1977, № 9, с. 52—68.
53. Рябова-Орешкова А. П. Исследование рекуррентных фильтров с ограниченной памятью. — Изв. АН СССР. Техн. кибернетика, 1974, № 5, с. 173—187.
54. Хэррис Ф. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. — ТИИЭР, 1978, т. 66, № 1, с. 60—96.
55. Иванов Ю. В., Смирнов В. В. Стабилизация уровня ложных тревог в когерентно импульсных РЛС УВД. — Зарубежная радиоэлектроника, 1978, № 10, с. 42—50.
56. Galati V., Lombardi P. Design and Evaluation of an Adaptive MTI Filter. — IEEE Trans., 1978, v. AES-14, X 6, p. 899-905.
57. Reid D. B. An Algorithm for Tracking Multiple Targets. — IEEE Trans., 1979, v. AC-24, N6, p. 843—854.
58. Moose R. L., Vanlandingham H. F. Modeling and Estimation for Tracking Manoeuvring Targets. — IEEE Trans., 1979, v. AES-15, N3, p. 448—455.
59. Kelly R., Charton S. A Programmable Digital Signal Processor Evaluated for Radar Applications. — Microwave J., 1979, v. 22, N 16, p. 62—66.
60. Бакулев П. А. О расчете эффективности систем СДЦ с многократным вычитанием. — Труды МАИ, 1976, вып. 358, с. 72—75.
61. Вальд А. Последовательный анализ: Пер. с англ./ Под ред. Б. Л. Севастьянова. — М.: Физматгиз, 1960.—328 с
62. Новое устройство селекции движущихся целей. — Радиотехника за рубежом: Инф. бюллетень, 1977, вып. 24, с. 9—11.
63. Ярославский Л. П. Введение в цифровую обработку изображений. — М.: Соз. радио, 1979.—312 с.
64. Цифровые фильтры в электросвязи и радиотехнике/ Под ред Л. М. Гольденберга. — М.: Радио и связь, 1982.—224 с.
65. Фуллер С. Х., Устерхуг Дж. К. и др. Мультипроцессорные системы: Обзор и пример практической реализации. — ТИИЭР, 1978, т. 66, Xs 2, с. 135—151.
66. Воробьев Н. М., Казанцев П. Н. к др. Архитектурные особенно-

- сти микро-ЭВМ «Электроника НЦ-05Т». — Электронная промышленность, 1980, № 7, с. 9—12.
67. Лихарев В. А., Бруханский А. В. Адаптивно-непараметрический подход к построению обнаружителей с постоянным уровнем ложных тревог в условиях коррелированных помех. — Межвузовский сборник. — Л.: ЛЭТИ, 1977, с. 30—35.
  68. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Сов. радио и связь, 1986. — 288 с.
  69. Сосулин Ю. Г., Фишман М. М. Теория последовательных решений и ее применения. — М.: Радио и связь, 1985. — 272 с.
  70. Саврасов Ю. С. Алгоритмы и программы в радиолокации. — М.: Радио и связь, 1985. — 216 с.
  71. Проектирование специализированных информационно-вычислительных систем: Учеб. пособие/ Под ред. Ю. М. Смирнова. — Высшая школа, 1984. — 359 с.
  72. Клингман Э. Проектирование специализированных микропроцессорных систем: Пер. с англ. — Мир, 1985. — 364 с.
  73. Шилов Ю. А., Ворошилов В. А. Функционирование радиолокационных станций с фазированными антенными решетками. — Зарубежная радиозлектроника, 1981, № 5, с. 32—50.

## Предметный указатель

- Автоматизированная радиолокационная система 8, 9  
Автоматизированный радиолокационный комплекс (РЛК) 16, 17  
Автоматическое обнаружение траектории 105--108  
— слежение за траекторией 110  
Автосопровождение цели 133  
Адаптация в системах ЦСДЦ 63  
Алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) 47—50, 104  
— дискретного преобразования Фурье (ДПФ) 45, 47, 104  
— линейной фильтрации 147  
— обнаружения и сопровождения траекторий 138  
— обработки сигналов, робастные 81  
— оценки обработки информации и управления 28  
— — параметров траектории 148, 150, 153  
— — угловой координаты 100  
Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) рекурсивного фильтра 56  
Анализатор спектра на основе ДПФ 103  
Аналого-цифровые преобразователи 28, 33  
Баланс энергетики РЛС 220--222  
Байеса правило 178  
Быстродействие ЦВМ 256, 276, 277  
— вычислительной системы 263  
Векторная оптимизация 23  
Вероятность обнаружения сигналов 22, 23, 79, 132  
— траектории 125, 132  
— окончания сопровождения траектории 137  
— попадания случайной точки в эллипсоид 114  
— правильной селекции 116  
Весовая функция измерителя угловой координаты 95, 98  
— — обнаружителя 70  
— — окон при БПФ 104, 297  
Время обслуживания заявок в СМО 266  
— — ожидания обслуживания заявок в СМО 270  
Вычислительная система 255, 257, 259, 261  
Граф алгоритма 227  
— — обнаружения траекторий 123, 130  
— — — и сопровождения ложных траекторий 139  
— — сброса траекторий с сопровождения 137  
— — ярусно-параллельный 243  
Дискретизация сигналов временная 28—30  
Дисциплина обслуживания заявок в СМО беспriorитетная 270  
— — с приоритетами 271  
Длительность последовательного анализа 73  
Заявка траектории 122  
Задачи, решаемые РЛК 8  
— — системного проектирования 16  
Запоминающее устройство оперативное (ОЗУ) 255  
— — буферное (БЗУ) 279  
Измеритель дальности 93  
— доплеровской частоты 102  
— — угловой координаты 95, 100  
Импульсная характеристика ЦСФ 36, 37  
Информационный критерий эффективности управления обзором 201  
Информационные радиолокационные системы 8  
Калмана фильтр 163  
Карта помех 298  
Квантование сигналов двоичное 32, 33  
Классификация РЛИ 324

— СМО 273  
Комплексный алгоритм вторичной обработки 183  
— **вычислительного** процесса 223  
Конечный цифровой **автомат-обнаружитель** 78  
Корреляционный **интеграл** 35  
Корреляционная **матрица** ошибок оценки **параметров** 150, 152, 162  
— **погрешностей** измерения 145, 162  
— **экстраполяции** параметров 158, 169  
**Коэффициент** загрузки процессора 254  
— **подавления** помехи 54  
— **подпомеховой** видимости 54  
— улучшения 55  
— эффективности асимптотической относительной 82  
Критерий конца пачки импульсов 78  
— максимального правдоподобия 148  
  
— **Неймана** — Пирсона 23  
— обнаружения типа  $I/m$  77  
— оптимальности управления обзором 200  
— последовательного наблюдателя 71  
— **предотвращения** ущерба 9  
— сброса **траектории** с сопровождения 136  
— среднего риска **эффективности** наблюдения 201  
  
Матрица смежности 227  
Метод максимального правдоподобия 148  
— максимума апостериорной плотности вероятности 146, 162  
— одностороннего контраста 88  
— последовательного анализа 71  
Модели маневрирования цели 142  
— **полезных** сигналов 66  
— помех 66  
— процесса **измерения** 143  
— траектории цели 140  
— **флюктуаций** отраженного сигнала 68  
  
Накопитель сигналов двоично-квантованных 78

**Неопределенность** параметрическая 80  
— **непараметрическая** 81

Обнаружители **адаптивно-непараметрические** 89  
— **знаковые непараметрические** 87  
— **использующие** метод последовательного анализа 71  
— **оптимальные** 69, 70  
— программные 77  
— сигналов на фоне помех с известными параметрами 66  
**Обобщенный** показатель качества АЦП 35

**Обработка** радиолокационной информации 17, 21, 108  
Объединенная динамическая модель фильтруемого процесса 145  
Оптимальное распределение ресурсов РЛС 219

Оптимальный алгоритм измерения угловой координаты 95  
— **управления обзором** при обнаружении 202, 203, 208  
— приемник 19, 20

Ошибки отсчета времени задержки сигнала 95  
— оценки параметров **траектории** 182  
— цифрового преобразования сигналов 33

Параллелизм независимых объектов 252  
Плотность распределения вероятности выборок **принимаемых** сигналов 67  
— **интенсивности** маневра цели 142

— **отклонения** отметки от центра строба 142  
— — — фильтруемого параметра апостериорная 146, 162

**Погрешности** оценки параметров сигналов 15

Подсистема обработки информации **вторичной** 312  
— **первичной** когерентной 300

— **некогерентной** 307  
— — — радиолокационной 13  
**Показатели** качества АЦП 33  
— — измерителя 333  
— **обнаружителя-селектора** 331  
— эффективности ЦСДЦ 54

**Полиномиальное** представление траектории 141  
**Последовательность** проектирования алгоритмов 24  
 — вычислительных средств 25  
 — системного 80  
 Поток яаявок с СМО 264, 280  
 Преобразование графа алгоритма 240  
 Принципы системного подхода к проектированию 6  
 Процедура **двухэтапного** обнаружения 77  
 — последовательного повышения разрешающей способности критерия эффективности 282  
**Радиолокационный измеритель (РЛИ)** автоматизированный 8, 16, 17  
 — — **исследующий** 321  
 — комплекс управления 10  
 — — **целеуказания** 12  
 Ранговая статистика **Вилкоксона** 89  
**Распределение нормальное (Гаусса)** 144  
 — **усеченное** 326  
 — **обобщенное Рэлея (Райса)** 67  
 — экспоненциальное 265, 266  
 — **усеченное** 327  
 — **Эрланга** 267  
 — и **привязка** отметок в **перекрывающихся** стробах 119  
 Распараллеливание **вычислительного процесса** 249, 252  
 Реализация алгоритмов ЦРФ 60  
 Режим устойчивого сопровождения 136  
**Робастные** алгоритмы обработки сигналов 81  
 Свертка сигналов во **временной области** 38  
 — **в частотной области** 45  
 Сетевая модель вычислительного процесса 230, 236  
**Селекция** и идентификация отметок в стробе 110, 115, 117  
 Система массового обслуживания (СМО) 265, 275  
 — обработки радиолокационной информации 19  
 — управления в РЛК 188  
 Слежение за траекторией 134  
 Специализированный процессор когерентной первичной обработки сигналов 301  
 Среднее время задержки заявок в СМО 340  
 — **обслуживания** заявки в СМО 267  
**Среднее** число ложных траекторий, находящихся на **сопровождении** 138  
 — **передаваемых** на сопровождение 125  
 Средняя длительность ложной траектории 138  
**Стробирование** отметок 110  
 Стробы захвата и сопровождения 109, 111, 115  
 Структура ЦВС централизованная 255, 284, 285  
 — — федеративная 286  
 — — распределенная 286  
 Точностные характеристики выдаваемой информации 13  
**Траекторные расчеты** 134  
 Трудоемкость реализации алгоритма на ЦВМ 204, 238  
 Управление параметрами РЛК 142, 186  
 — в режиме поиска целей 193, 200  
 — **сопровождения** целей 212  
 — при зондировании направления 194  
 — при обновлении информации 198  
 — **ресурсами** РЛС 214  
 Уравнение **правдоподобия** 149  
**Усечение процедуры** последовательного анализа 76  
 Ускоренная свертка сигналов в **специпроцессоре** с ПЗУ 42  
 Устойчивость линейных **рекуррентных фильтров** 167  
 Устройство физического **стробирования** 320  
 Фильтр с конечной эффективной памятью 168  
 — **череспериодного** вычитания 53  
 Фильтрация параметров траектории ПО, 140, 160, 164  
 — импульсных сигналов 35  
**Фильтрующая** способность **алгоритма** обнаружения траектории 125  
**Функция** правдоподобия **выборки** 95

Характеристики качества программных обнаружителей 79  
— процесса обнаружения траекторий 123  
Хэннинга окно 297

Цифровая вычислительная система (ЦВС) 255, 285

— селекция движущихся целей (ЦСДЦ) в РЛС с переменной частотой посылок 61

Цифровые измерители дальности 93

— оптимальные обнаружители адаптивные 69, 82

— — адаптивно-непараметрические 90

— — непараметрические 86

— фильтры нерекурсивные 37, 56

— — рекурсивные 57

— согласованные (ЦСФ) 35, 37, 45, 51

Число операций свертки во временной области 42

— в частотной области 49

Эвристические алгоритмы обнаружения 77

— оценки угловых координат 99

Экстраполяция параметров траектории 110, 156--158

Элементы теории квантования 32"

Эллипсоид ошибок 113

Эрланга формула 279, 329

Этапы системного проектирования 26

Эффективность режекторных цифровых фильтров 57

## Оглавление

Предисловие	3
<b>Введение. Принципы системного подхода к проектированию радиолокационных комплексов</b>	<b>5</b>
В.1. Методология системного проектирования	5
В.2. Обоснование требований к радиолокационным комплексам	8
В.3. Задачи системного проектирования автоматизированных радиолокационных комплексов	16
В.4. Система обработки радиолокационной информации как объект проектирования	19
<b>РАЗДЕЛ I</b>	
<b>ПРОЕКТИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ</b>	
<b>Глава 1. Цифровая согласованная фильтрация сигналов</b>	<b>28</b>
1.1. Аналого-цифровое преобразование сигналов	28
1.2. Цифровая согласованная фильтрация когерентных импульсных сигналов	35
<b>Глава 2. Алгоритмы цифровой межпериодной обработки сигналов</b>	<b>53</b>
2.1. Алгоритмы цифровой селекции движущихся целей	53
2.2. Цифровые обнаружители сигналов на фоне помех с известными параметрами	66
2.3. Цифровые обнаружители сигналов на фоне помех с неизвестными параметрами	80
2.4. Цифровые измерители параметров сигналов	93
2.5. Комплексные алгоритмы межпериодной обработки сигналов	105
<b>Глава 3. Алгоритмы обнаружения и сопровождения траекторий целей по дискретным измерениям</b>	<b>108</b>
3.1. Основные этапы и операции вторичной обработки информации	108
3.2. Обнаружение траекторий целей по данным обзорной РЛС	121
3.3. Сопровождение траекторий целей по данным обзорной РЛС	133
<b>Глава 4. Алгоритмы фильтрации и экстраполяции параметров траекторий целей по данным радиолокационных измерений</b>	<b>140</b>
4.1. Исходные предпосылки	140
4.2. Представление фильтруемого процесса	140
4.3. Статистический подход к решению задач фильтрации случайных (неизвестных) параметров	145

3.4.	Алгоритмы линейной фильтрации и экстраполяции при фиксированной выборке измерений	147
4.5.	Рекуррентные алгоритмы фильтрации параметров невозмущенной полиномиальной траектории	160
4.6.	Адаптивные алгоритмы фильтрации параметров траекторий маневрирующих целей	169
4.7.	Логическая схема комплексного алгоритма вторичной обработки радиолокационной информации	183
<b>Глава 5. Принципы построения алгоритмов управления функционированием РЛК в динамическом режиме работы</b>		<b>186</b>
5.1.	Организация и структурная схема системы управления РЛК	186
5.2.	Прямое управление параметрами устройств РЛК	193
5.3.	Управление обзором в режиме поиска новых целей	200
5.4.	Управление ресурсами в режиме сопровождения целей	212
5.5.	Распределение энергетических ресурсов РЛС при совмещении режимов поиска и сопровождения целей	219

## РАЗДЕЛ II

### ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

<b>Глава 6. Принципы построения комплексного алгоритма вычислительного процесса</b>		<b>223</b>
6.1.	Способы задания комплексного алгоритма	223
6.2.	Оценка трудоемкости реализации алгоритмов на ЦВМ	234
6.3.	Распараллеливание вычислительного процесса	242
<b>Глава 7. Принципы построения цифровой вычислительной системы</b>		<b>254</b>
7.1.	Структура и основные технические параметры цифровых вычислительных машин и систем	254
7.2.	Обоснование требований по эффективному быстрдействию (производительности) ЦВС	263
7.3.	Обоснование требований по емкости к составу запоминающих устройств ЦВС	277
7.4.	Выбор машин (процессоров) при проектировании ЦВС	281
7.5.	Структура и элементы ЦВС для обработки информации и управления и РЛК	283
7.6.	Высокопроизводительная централизованная вычислительная система для обработки радиолокационной информации	287
7.7.	Программируемый цифровой процессор первичной обработки сигналов	290
<b>Глава 8. Пример проектирования системы цифровой обработки информации</b>		<b>292</b>
8.1.	Общие соображения	292
8.2.	Разработка и обоснование структуры проектируемой системы обработки информации и управления	294
8.3.	Обоснование структуры цифрового процессора когерентной первичной обработки сигналов	301
8.4.	Обоснование структуры процессора некогерентной первичной обработки сигналов	307

8.5. Обоснование требований к процессору вторичной обработки радиолокационной информации.	312
8.6. Вариант структуры цифрового вычислительного комплекса.	316
<b>Глава 9. Пример анализа системы цифровой обработки радиолокационной информации.</b>	319
9.1. Вариант построения анализируемой системы цифровой обработки радиолокационной информации	319
9.2. Анализ системы радиолокационных измерителей типа "n-1-1"	329
9.3. Анализ системы радиолокационных измерителей типа "n-l-1"	334
9.4. Анализ системы радиолокационных измерителей типа "n-m-1"	336
9.5. Сравнительная оценка рассмотренных вариантов построения системы сопровождения целей.	339
Список литературы.	342
Предметный указатель.	346

Производственное издание

**СЕРГЕЙ ЗАХАРОВИЧ КУЗЬМИН**

**ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ**

Заведующая редакцией Г. И. Козырева  
 Редактор Г. М. Толмачева  
 Художественный редактор Н. С. Шенин  
 Обложка художника Ю. Г. Ворончихина  
 Технический редактор Г. З. Кузнецова  
 Корректор Т. Г. Захарова

ИБ № 264

Сдано в набор 07.02.86 Подписано в печать 18.02.86 Т-18759  
 Формат 84×108/8 Бумага кн.-журнальная № 1 Гарнитура литературная  
 Печать высокая Усл. печ. Л. 18,48 Усл. кр.-отт. 12,48 Уч.-изд. л. 20,3  
 Тираж 9500 экз. Изд. № 1991 Зак. № 5032 Цена 1 р. 40 к.

Издательство «Радио и связь». 101060 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли: 113054, Москва, Валовая, 28