

*Д. Бартон
Г. Вард*

СПРАВОЧНИК ПО РАДИО-
ЛОКАЦИОННЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

Д. Бартон, Г. Вард

СПРАВОЧНИК
ПО РАДИО-
ЛОКАЦИОННЫМ
ИЗМЕРЕНИЯМ



David K. Barton and Harold R. Ward

RAYTHEON COMPANY

HANDBOOK
OF RADAR
MEASUREMENT

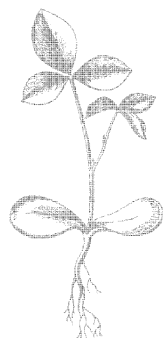
PRENTICE-HALL, INC
ENGLEWOOD CLIFFS, NEW JERSEY
1969

Д. Бартон, Г. Вард

СПРАВОЧНИК
ПО РАДИО-
ЛОКАЦИОННЫМ
ИЗМЕРЕНИЯМ

ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО
ПОД РЕДАКЦИЕЙ М. М. ВЕЙСБЕЙНА

МОСКВА · СОВЕТСКОЕ РАДИО · 1976



6Ф2.4
Б24

УДК 621.396.96 (031)

Бартон Д. и Вард Г.

Б24 Справочник по радиолокационным измерениям.
Пер. с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. М., «Сов.
радио», 1976.

392 с. с ил.

Представлены результаты теоретических работ по радиолокационным измерениям, которые применимы также к проблемам связи через ИСЗ и в телеметрии. Аппарат справочника позволяет оценивать точность измерений, классифицировать причины ошибок, анализировать влияние помех на точность радиолокационных параметров, находить оптимальные соотношения между качеством, стоимостью и сложностью РЛС.

Справочник предназначен для специалистов, преподавателей и студентов вузов.

Б $\frac{30402-007}{046(01)-76}$ 5—76

Редакция литературы по вопросам космической
радиоэлектроники

ДАВИД К. БАРТОН
ГАРОЛЬД Р. ВАРД

Справочник по радиолокационным измерениям

Перевод с англ.

под редакцией М. М. Вейсбейна

Редакторы Л. Б. Баскакова, А. А. Кокушкин, В. И. Шелухина
Художественный редактор З. Е. Вендрова
Обложка художника Б. Л. Николаева
Технический редактор Г. А. Мешкова
Корректор Н. Л. Жукова

Сдано в набор 16/X 1974 г. Подписано в печать 2/II 1976 г.
Формат 60х90^{1/16} Бумага маш. - мел.

Объем 24,5 усл. п. л., 25,305 уч.-изд. л.
Тираж 20 700 экз. Зак. 308 Цена 1 р. 98 к.
Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
Москва, И-41, Б. Переяславская, д. 46:

© Перевод на русский язык. Издательство «Советское радио», 1976 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Справочник по радиолокационным измерениям Бартона и Варда, насколько известно, является первой работой, в которой с большой полнотой обобщены и систематизированы результаты, полученные в области радиолокационных измерений рядом ученых и опубликованные в США за годы, прошедшие после второй мировой войны.

При переводе и редактировании книги возникали трудности терминологического характера, усугубляемые отсутствием установившейся отечественной терминологии в области радиолокации. Эти трудности привели к необходимости введения некоторых новых терминов, ранее не встречавшихся в отечественных работах.

В перечне литературы, использованной авторами книги, отсутствуют работы советских ученых, вклад которых в области радиолокационных измерений достаточно велик. Частично этот пробел восполнен списком отечественной литературы, приведенным в конце приложения Ж. Некоторые из использованных авторами книг и статей полностью или в сокращенном виде были переведены на русский язык. Они отмечены звездочками и приводятся дополнительно под теми же номерами после источников на языке оригинала.

Ряд замеченных ошибок, имевшихся в оригинале, при переводе исправлен. Повторяющиеся в оригинале расшифровки обозначений при редактировании опущены. Исключен также ряд семейств графиков приложения А, соответствующих некоторым видам амплитудных распределений облучения раскрыва антенн.

Перевод книги выполнен К. Н. Трофимовым (главы 1, 2, 3, 4 и 5) и А. Я. Брейтбартом (главы 6, 7, 8 и приложения А, Б, В, Г, Д, Е).

Можно надеяться, что книга явится полезным справочным пособием для разработчиков радиолокационных станций, преподавателей высших учебных заведений, аспирантов и студентов радиотехнических специальностей.

М. М. Вейсбейн

ПРЕДИСЛОВИЕ АВТОРОВ

Радиолокационная станция по определению предназначена для обнаружения объектов-целей и измерения их координат. Хотя процесс обнаружения имеет первостепенную важность и является основой для дальнейшего, процесс измерения координат целей также есть неотъемлемая функция РЛС, существующая с момента их появления. Охватывающий раньше только задачи измерения угловых координат и дальности, этот процесс в настоящее время распространяется на частоту (доплеровский сдвиг), амплитуду (вес) отраженного сигнала и на другие его параметры.

Разработка и применение теории радиолокационных измерений отстали почти на десятилетие от аналогичных работ в области обнаружения. Наиболее ранние вехи в области измерений были намечены в 1950 г. работой Вудворда и Дэвиса [1], сотрудников Британского научно-исследовательского института связи, и последующей книгой Вудворда [2], посвященными приложению теории информации к процессу радиолокационных измерений. Работы Сверлинга [3], сотрудника корпорации RAND (США), охватили вопросы, связанные с точностью радиолокационных станций обнаружения и другими этапами определения координат. За ними последовало нарастающее количество исследований в этой области, заметная часть которых принадлежит Манассе и Сколнику, сотрудникам Линкольновской лаборатории Массачусетского технологического института [4—8]. Более практический подход содержался в ранних исследованиях Киркпатрика [9], сотрудника фирмы General Electric, установившего предельно достижимую чувствительность моноимпульсной антенны и степень, с которой реальные амплитудные распределения облучения ее раскрыва позволяют приблизиться к этой предельной чувствительности. Его результаты, первоначально доступные лишь в виде закрытых отчетов или кратких сообщений в Трудах института радиоинженеров (Transactions Inst. Radio Engineers, 1953 г.), в настоящее время рассекречены, но остаются трудно доступными.

При издании этого справочника преследовалась цель обобщения в унифицированной и компактной форме результатов, как указанных выше, так и других теоретических исследований в области радиолокационных измерений, и применение их к расчету параметров реальных радиолокационных устройств. Хотя мы связываем теорию измерений и ее применение с задачами радиолокационной практики, многие из результатов анализа равным образом приложимы к относительно близким проблемам космической связи и телеметрии. Особое внимание в книге уделяется уравнениям, графикам и таблицам, которые должны позволить разработчикам радиолокационных систем оценить точность измерений данной системы, выявить главные источники ошибок и оп-

ределить степень приближения к теоретически достижимым точностям. Вооруженные этими данными, разработчики смогут быстрее найти оптимальный компромисс между характеристиками, стоимостью и сложностью системы и предусмотреть и принять решения по ряду существенных вопросов до перехода к этапам конструирования и испытаний аппаратуры.

1-я глава является введением в круг основных проблем теории измерений при наличии шума, отражений от рассеивающих образований и побочных отраженных сигналов. Здесь рассматривается значение энергетического коэффициента (отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума), неоднозначности и разрешающей способности, применительно к проблеме измерения координат целей. В последующих трех главах проведено подробное рассмотрение вопросов, связанных с приложением теоретических основ, изложенных в 1-й главе, к измерениям угловых координат, дальности и доплеровского сдвига частоты при наличии шума. Во 2-й главе устанавливается связь между угломерными возможностями и амплитудными распределениями поля по раскрыву, а также шириной главного лепестка, крутизной разностной диаграммы направленности и уровнем боковых лепестков антенны. Выводятся соотношения, объясняющие разработанную Манассе [4—6] теорию предельно достижимой точности угловых измерений, результаты работ Сверлинга [3] и Скольника [7, 8] по исследованию антенн, вращающихся с постоянной скоростью, а также результаты анализа реальных моноимпульсных систем сопровождения, проведенного Ханнаном [10], Бартоном [11] и Девелетом [12]. Эти соотношения приведены к виду, позволяющему пользоваться ими как для случая радиолокационных станций с обычными зеркальными антеннами, так и для случая двумерных антенных решеток. В главах 3-й и 4-й приводятся соотношения, соответствующие случаям измерения дальности (запаздывания) и скорости (доплеровского сдвига частоты). Так же, как и при угловых измерениях, в качестве опорных величин используются теоретически достижимые, с которыми сравниваются параметры систем, сигналов и спектров.

В 5-й главе достаточно подробно рассматриваются ошибки, возникающие из-за неспособности человека отличать истинные сигналы от сигналов, отраженных от посторонних объектов. К последним относятся сигналы, отраженные близко расположенными объектами и объектами с большой отражающей поверхностью, далеко удаленными от истинной цели, а также сигналы, приходящие к антенне в результате перетражения от земли, и сигналы, отраженные от рассеивающих образований. Эта тема продолжена в главе 6, в которой рассматривается влияние на точность измерений эффектов, обусловленных параметрами самой цели: флуктуации координат дальности, углов и доплеровского сдвига частоты, флуктуации амплитуды отраженного сигнала и вызываемые ими ошибки измерительной системы. Глава 7-я посвящена описанию влияния дискретных процессов на ошибки измерительных систем. Исследуются вопросы, связанные с формированием пачек временных и пространственных выборок и квантованием сигнальных выборок в пределах дискретных уровней напряжения. Влияние этих процессов

проявляется также в радиолокационных системах с антенными решетками и с цифровыми методами обработки сигналов.

В главе 8-й рассматривается методика, позволяющая путем анализа отдельных составляющих ошибок перейти к анализу ошибок системы в целом. Обсуждается метод выражения ошибок через среднеквадратичные величины, амплитудные распределения, частотные спектры и интервалы корреляции. Разработана общая методика анализа ошибок, используемая при решении конкретных задач измерения углов, дальности и доплеровского сдвига частоты. Приводятся примеры, иллюстрирующие применение выводов, содержащихся в предыдущих главах, и их приложения к реальным случаям.

Последняя часть книги состоит из семи приложений. Приложение А содержит в виде графиков и таблиц данные об антеннах и наиболее распространенных амплитудных распределений поля в раскрыве антенн. Соответствующие последним диаграммы направленности в дальней зоне представлены в различных масштабных единицах в виде таблиц и графиков. Рассмотрены как четные (суммарного канала), так и нечетные (разностного канала) амплитудные распределения поля. В приложении Б эти результаты распространены на сигналы и частотные спектры. Приложение В касается применения взаимных соотношений сигнал—спектр к фильтрации (сглаживание и дифференцирование).

В приложении Г анализируется влияние атмосферы на точность измерения углов, дальности и доплеровского сдвига частоты. Большая часть приведенных сведений содержится в отчете группы сотрудников Национального бюро стандартов (Боулдер, шт. Колорадо), но некоторые зависимости от параметров тропосферы изложены нами в более обобщенном виде (без чрезмерного упрощения).

Приложение Д содержит таблицы некоторых функций, имеющих особо важное значение в анализе радиолокационных систем. Полный перечень обозначений, использованных в книге, приведен в приложении Е. Каждое из обозначений снабжено указанием на раздел книги, в котором оно впервые использовано. И, наконец, в приложении Ж дан перечень литературных источников, из которых почерпнут материал для всего справочника.

Значительная часть сведений о расчете радиолокационных станций и их характеристиках не приводится в справочнике из-за стремления уменьшить его объем. Сущность расчета дальности действия радиолокационной станции рассмотрена в главе 1 очень кратко, а теория обнаружения целей исключена полностью, так же как и информация о физических характеристиках и методах расчета антенн, схем и элементов радиолокационных станций. Много уравнений приведено без доказательств и выводов, хотя была сделана попытка подтвердить их приемлемость для каждого применения. Для более строгих доказательств читателю следует обратиться к оригиналам источников.

Путем подбора и обработки собранных в справочнике теоретических и экспериментальных данных и изложения их в сжатой и последовательной форме авторы надеялись упростить задачу проектирования и исследования радиолокационных систем за счет получения более

точного представления и прогнозирования их характеристик. При обработке материалов удалось вывести несколько новых соотношений, позволяющих установить корреляцию результатов, полученных в области измерения координат целей в различных более ранних работах, и увязать их между собой. За исключением обобщения материалов, авторы не претендуют на оригинальность рассмотренных в книге идей анализа,

*Д. Бартон
Г. Вард*

Глава первая

ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ ИЗМЕРЕНИЙ

Основными функциями любой радиолокационной станции являются обнаружение целей (объектов) и определение их координат. Оценка параметров РЛС с точки зрения выполнения ими этих двух функций представляет собой поэтому важнейшую проблему при проектировании и анализе их аппаратуры. Для решения этих двух задач необходимо, чтобы РЛС обладала способностью отличать требуемую (полезную) цель от других окружающих ее объектов, в связи с чем надо рассматривать процесс разрешения целей как третью важнейшую функцию радиолокационной станции. Поэтому перед детальным рассмотрением проблем измерений мы остановимся в этой главе на тех функциях, которые влияют на возможность обнаружения, разрешения и измерения параметров объектов, а также покажем, что все три процесса, которые могут показаться с первого взгляда взаимно независимыми, в действительности весьма тесно связаны друг с другом.

1.1. ОБНАРУЖЕНИЕ

Обнаружение является первым этапом в определении координат целей. Стоимость, габариты и вес радиолокационной станции в значительной степени зависят от требуемой дальности обнаружения, в связи с чем весьма важно обеспечить наибольшую эффективность процесса обнаружения. Теоретические положения, разработанные Норсом [13] и другими, определяют основные пути осуществления оптимального обнаружения при использовании приемников с согласованным фильтром. Так как методы достижения оптимального обнаружения лежат и в основе процесса измерений и его точности, ниже кратко остановимся на основных положениях теории обнаружения. В этом разделе будет описан один из очень простых принципов и показано, как на его базе формулируются основные положения, характеризующие идеальную радиолокационную станцию.

Этот принцип определяет метод объединения группы выборок сигналов, обеспечивающий наилучшее обнаружение. Каждой комплексной выборке сигнала A_i соответствует независимая комплексная выборка шума N_i . Выборкам придается вес при помощи комплексных весовых множителей H_i , после чего они линейно суммируются для получения выходного напряжения

$$\psi = \sum_i H_i (A_i + N_i). \quad (1.1)$$

Результирующее отношение сигнал/шум по мощности (S/N) на выходе сумматора определяется соотношением

$$\frac{S}{N} = \frac{\left| \sum_i H_i A_i \right|^2}{\sum_i |H_i N_i|^2}. \quad (1.2)$$

Для максимизации этого отношения весовой множитель i -выборки сигналов должен быть равен

$$H_i = A_i^* C / |N_i|^2, \quad (1.3)$$

где A_i^* обозначает комплексно-сопряженное значение выборки сигнала, а C является постоянной, размерность которой совпадает с размерностью A_i . Используется она для того, чтобы весовые множители H_i были безразмерными.

Полученный результат является с первого взгляда слишком упрощенным с точки зрения использования в качестве основы теории обнаружения и измерения. Тем не менее причина его успешного применения заключается в исходном условии, согласно которому выборки сигналов должны формироваться таким путем, чтобы соответствующие им выборки шума были бы независимыми. Поясним это положение двумя примерами.

1. Применение этого принципа к сигналам приводит к использованию согласованного фильтра. В этом случае под сигналом понимается отраженный радиолокационный сигнал, сопровождаемый широкополосным шумом. Представление сигнала с помощью амплитудного спектра $A(f)$ эквивалентно осуществлению выборки на каждой частоте. На каждой частоте имеется также выборка шума, независимая от выборки шума на всех других частотах. Решающим устройством, которое придает «вес» этим выборкам с помощью весовых множителей $H_i(f)$, является фильтр сигнала, используемый в радиолокационном приемнике. Передаточная характеристика фильтра $H(f)$ обеспечивает сложение составляющих сигнала после того, как каждая составляющая сигнала частоты f будет умножена на свой весовой множитель H_i . Напряжение на выходе фильтра достигает максимума в некоторый момент времени $t = 0$, когда амплитуда равна

$$\psi(0) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) [A(f) + N(f)] df. \quad (1.4)$$

Из этого выражения следует, что полученное напряжение представляет собой сумму взвешенных выборок сигнала и шума. Таким образом, фильтр выполняет операцию, описанную выражением (1.1).

Чтобы применить рассматриваемый принцип, следует принять, что

$$H(f) = \frac{A^*(f) C}{|N^2(f)|} = \frac{A^*(f) C}{N_0}. \quad (1.5)$$

В общем случае спектр мощности шума $N^2(f)$ постоянен независимо от частоты, и его можно заменить, в пределах интересующей нас полосы

частот, спектральной плотностью шума N_0 . Не прибегая к классическому определению согласованного фильтра, следует только отметить, что это линейный фильтр, на выходе которого пиковое значение сигнала превышает среднеквадратичное значение шума в большей степени, чем при использовании любого другого возможного фильтра.

Существенным свойством согласованного фильтра является то, что максимальное отношение сигнал/шум по мощности на его выходе равно E/N_0 , где E — полная энергия сигнала. Это отношение не является функцией других параметров сигнала, таких как ширина его спектра, спектральное распределение или длительность. Следовательно, потенциальная возможность обнаружения сигнала в шуме представляет собой функцию только энергии сигнала и не зависит от каких-либо других его параметров.

2. При использовании этого принципа для случая антенны последнюю также можно рассматривать как фильтр. Она собирает, придает «вес» и суммирует сигналы, поступающие на ее раскрыт. В антенных решетках каждый элемент принимает последовательность выборок сигналов и независимые выборки шума из окружающего антенну пространства. Шумы, возникающие в приемнике, можно сравнить с внешними шумами, имеющими заданную интенсивность или температуру. Так как составляющие сигнала у каждого элемента антенны одинаковы по амплитуде, амплитудное распределение по раскрыту антенны, которое придает «вес» выборкам сигнала, оказывается равномерным. Фазы сигналов каждого элемента антенны зависят от угла прихода принимаемого сигнала. Эти фазовые сдвиги следует устранить до суммирования сигналов, с тем чтобы составляющие сигналов при сложении имели бы одинаковую фазу. Устранение сдвига фаз эквивалентно повороту диаграммы направленности антенны в положение, соответствующее углу прихода принимаемого сигнала.

Таким образом, для максимизации отношения сигнал/шум амплитудное распределение по раскрыту антенны должно быть равномерным, диаграмма направленности антенны повернута точно в направлении на цель, а в приемнике нужно использовать согласованный фильтр.

1.2. РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ

Принято считать, что цель «разрешена», если РЛС различает отраженный сигнал от сигналов других целей и хотя бы одна координата этой цели используется для ее идентификации. Так, например, РЛС сопровождения может характеризовать цель ее двумя угловыми координатами, временным запаздыванием приходящего от нее сигнала и частотой этого сигнала. Сигнал от второй цели, приходящий под тем же углом и имеющий ту же частоту, но обладающий другим временным запаздыванием, может быть «разрешен» РЛС от первого сигнала, если разнос этих сигналов будет больше разрешения по запаздыванию, свойственного данной станции.

Таким образом, разрешающая способность определяется относительной реакцией РЛС на сигналы от целей, смещенных от той цели,

на сигналы которой настроена станция. Антенна и приемник станции конструируются с таким расчетом, чтобы обеспечивалась возможность приема и обработки сигнала от цели, приходящего с определенного направления, имеющего определенные временные запаздывания и частоту. РЛС должна значительно слабее реагировать на сигналы, приходящие с других направлений и имеющие другие временные запаздывания и частоты.

Эту функцию отклика можно представить в виде некоторой поверхности в четырехмерном пространстве. Так как четырехмерные поверхности изобразить на чертеже нельзя, а угловые характеристики РЛС

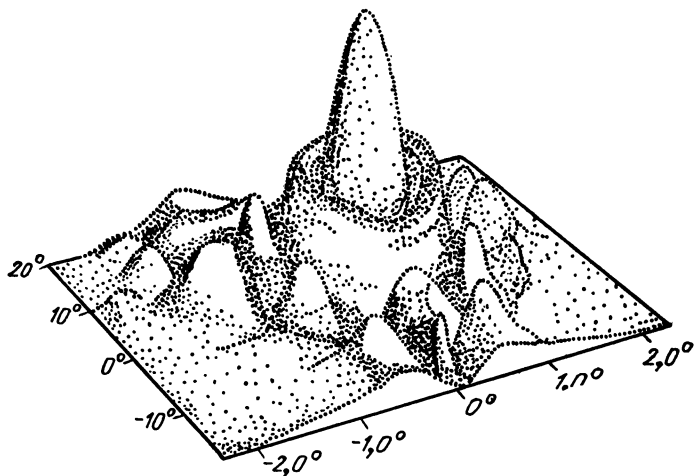


Рис. 1.1. Типичная функция отклика направленной антенны [14].

почти всегда являются независимыми от частотно-временных характеристик, то относящиеся к ним пары координат используют обычно на чертежах раздельно.

Функция отклика антенны по угловым координатам $\psi(u, v)$ представляет собой просто диаграмму направленности антенны. Ее находят путем измерения реакции системы как функции угла отклонения от центра диаграммы направленности.

Функция отклика антенны является в общем случае поверхностью вида, приведенного на рис. 1.1. Она имеет главный лепесток, расположенный в направлении нормали, и боковые лепестки в пределах всего видимого пространства. Угловая разрешающая способность или ширина главного лепестка по координатам u и v принимается обычно равной угловому расстоянию между точками по уровню половинной мощности (3 дБ) диаграммы направленности. Ширина, амплитуда и положение лепестков диаграммы направленности определяются амплитудными распределениями по двум координатам раскрыва антенны.

В связи с тем, что амплитудное распределение по раскрыву у согласованной антенны является равномерным, диаграмма направленности такой антенны имеет относительно большие боковые лепестки, что является нежелательным для большинства случаев применения ра-

диолокационных систем. С целью их уменьшения можно прибегнуть к небольшому отклонению от равномерного амплитудного распределения по раскрытию антенны, что влечет за собой, естественно, и некоторое уменьшение коэффициента усиления антенны и расширение главного лепестка.

Аналогичным образом может быть представлена и частотно-временная характеристика (функция отклика приемника). Она представляет собой поверхность в частотно-временных координатах, характеризующую реакцию фильтра на данный сигнал, являющийся функцией временного запаздывания t_d и сдвига частоты сигнала f_d относительно некоторой опорной точки. Точки на поверхности определяются путем записи значений напряжения на выходе приемника при изменении этих двух координат цели. Функция отклика приемника $\psi(t_d, f_d)$ для любого фильтра и любого сигнала имеет вид

$$\psi(t_d, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) A(f - f_d) \exp(j2\pi f t_d) df \quad (1.6)$$

или

$$\psi(t_d, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_d - t) a(t) \exp(j2\pi f_d t) dt, \quad (1.7)$$

где функции $A(f)$ и $a(t)$, $H(f)$ и $h(t)$ представляют собой пары преобразований Фурье, описывающие соответственно сигнал и фильтр.

Для согласованного фильтра при шуме с равномерной спектральной плотностью следует принять, что

$$H(f) = A^*(f)/C \quad (\text{безразмерный коэффициент усиления по напряжению}), \quad (1.8)$$

$$h(-t) = a^*(t)/C \quad (\text{с}^{-1}), \quad (1.9)$$

где C является произвольной постоянной усиления с размерностью вольт в секунду.

Соответствующая функция отклика согласованного фильтра будет определяться как

$$\psi_0(t_d, f_d) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} A^*(f) A(f - f_d) \exp(j2\pi f t_d) df \quad (1.10)$$

или

$$\psi_0(t_d, f_d) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} a^*(t - t_d) a(t) \exp(j2\pi f_d t) dt. \quad (1.11)$$

Эта функция имеет такой же вид, как и функция неопределенности Вудворда, но отличается от нее размерностью и тем, что она не нормирована. Чтобы получить функцию Вудворда, нормированную к единице энергии¹, мы должны принять, что $C = 1,0 \text{ В} \cdot \text{с}$ и

$$\int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt = 1,0 \quad \text{Вт} \cdot \text{с}. \quad (1.12)$$

¹ Если $a(t)$ обозначает огибающую модулирующего сигнала, то интегралы в выражении (1.12) равны удвоенной величине энергии сигнала.

При этом условии $\psi_0(0,0) = 1$ В и, как следует из работ Вудворда, полный объем под поверхностью $|\psi_0(t_d, f_d)|^2$ также равен единице (т. е. одному ватту при принятых нами размерностях) независимо от вида сигнала. При наличии сигналов со случайными фазами, равномерно распределенных по времени запаздывания, частоте и плотности мощности S_0 Вт/Гц, мощность сигнала на выходе системы (фильтра) будет равна S_0 Вт. Аналогично этому при плотности мощности шума в N_0 Вт/Гц мощность шума на выходе системы (фильтра) составит N_0 Вт.

Функция отклика $\psi(t_d, f_d)$ для несогласованного фильтра будет иметь форму, аналогичную форме функции неопределенности Рихачека [15], отличаясь от нее только размерностью и отсутствием нормирования. Критерии нормирования для получения единичного объема под поверхностью $|\psi(t_d, f_d)|^2$ достаточно просты и легко могут быть выражены через энергию сигнала и параметры фильтра

$$\int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|^2 dt = 1 \text{ Вт.} \quad (1.13)$$

Таким образом, если энергия под огибающей сигнала равна 1 Вт · с, как это имеет место в выражении (1.12), произведение коэффициента усиления по мощности на центральной частоте и ширины шумовой полосы пропускания фильтра должно составлять 1 Гц. Выраженная в ваттах мощность шума на выходе фильтра снова будет численно равна плотности мощности N_0 , выраженной в ваттах на герц. Однако максимальное значение выходного сигнала в точке $t_d = 0, f_d = 0$ больше не равно единице, так как оно уменьшится на величину коэффициента эффективности, определение которого приводится в гл. 3. Как и в случае анализа антенных систем, расширение зоны реакции по сравнению с ее размерами при согласованном фильтре достигается за счет снижения максимального коэффициента усиления, когда характеристика нормирована так, что шумы на выходе одинаковы.

Разрешающую способность по запаздыванию, частоте или угловым координатам можно выразить, пользуясь несколькими критериями: шириной центральной части характеристики, измеренной по уровню половинной мощности; предложенными Вудвордом константами разрешения по запаздыванию, углам и частоте; расстоянием между целями, необходимым для обеспечения заданной степени точности измерений, или другими критериями, используемыми при измерении или обнаружении.

Разрешающая способность в данной работе будет измеряться шириной характеристики по уровню половинной мощности (по точкам, где мощность на 3 дБ меньше максимальной). Используя для ее определения этот критерий, можно в качестве примера провести соответствующие расчеты применительно, например, к основным формам импульсов. Однако легко установить, что при рассмотрении всех частей функции отклика парно-преобразующие соотношения (пары преобразования Фурье) для временных и частотных функций накладывают жесткие ограничения на совместную разрешающую способность по этим двум координатам. Этим разрешению по запаздыванию и частоте

отличается от разрешения по угловым координатам, когда пары преобразований определяют соотношения между реакцией по угловым координатам и амплитудными распределениями поля по раскрыву в двух плоскостях. Таким образом, разрешающая способность по угловым координатам ограничивается только площадью раскрыва антенны, измеряемой в квадратах длин волн.

Чтобы сравнить значения, получаемые при измерении разрешающей способности по уровню половинной мощности, со значениями, которые дает использование констант разрешения Вудворда, можно обратиться к трудам Бурдика [16], где этот вопрос рассматривается весьма подробно. Для импульса прямоугольной формы длительностью τ константа разрешения Вудворда по запаздыванию равна $0,67 \tau$, в то время как для импульса гауссовой формы константа разрешения в 1,5 раза больше величины, получаемой при измерении по уровню половинной мощности; для импульса формы $(\sin x)/x$ это отношение составляет 1,13. Таким образом, отношения для этих двух критериев разрешающей способности лежат в предельных случаях между 2 : 3 и 3 : 2, а для большинства наиболее часто встречающихся на практике форм сигналов равны в сущности единице. Ширину характеристики по уровню половинной мощности легко определить как теоретически, так и экспериментально. Сравнение различных критериев разрешающей способности дано в приложении А (табл. А. 22, стр. 319).

Из материала настоящего раздела следует, что разрешающая способность по всем радиолокационным координатам определяется весовыми функциями, которые выбирают с расчетом получения максимальной реакции на сигнал от цели в определенной точке четырехмерного пространства. Относительная реакция на сигналы от целей, имеющих другие координаты, характеризует при этом способность радиолокационной станции разрешать цели. В последующих разделах книги мы увидим, что точность измерений определяется также функцией отклика ϕ .

1.3. ИЗМЕРЕНИЯ

Измерения (определение координат) начинаются с момента, когда цель обнаруживают в каком-либо элементе разрешения. Этот элемент определяют по всем четырем радиолокационным координатам соответствующими размерами функций отклика по уровню половинной мощности. Задача измерения сводится обычно к определению с минимально возможной ошибкой положения цели в пределах этого элемента. В этом разделе мы ознакомимся с идеальным измерителем параметров цели, методами его реализации, а также с условиями, ограничивающими точность работы.

Так как предполагают, что цель обнаруживается станцией, согласованной с заданным набором радиолокационных координат, положение цели будет известно с точностью, равной половине ширины элемента разрешения по каждой из координат. Для более точного определения положения цели по любой из координат в состав РЛС надо ввести измеритель, который вырабатывает некий выходной сигнал,

характеризующий положение цели в пределах элемента разрешения. Идеальный измеритель представляет собой устройство, которое выполняет эти функции с наибольшей точностью. Предельно достижимая точность измерений зависит от шума, сопровождающего полезный сигнал, в связи с чем измеритель создается с учетом необходимости максимально возможного уменьшения влияния шума.

Было показано, что идеальный измеритель является устройством, реагирующим на производную функции отклика ψ по соответствующей координате. В рассмотренном выше примере согласованный фильтр определялся видом сигнала, а его функция отклика выражалась в зависимости от временного запаздывания как

$$\psi_0(t_d, 0) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} a^*(t - t_d) a(t) dt. \quad (1.14)$$

Оптимальный измеритель должен определить максимальное значение этой функции. Используя для определения максимума функции математический метод, мы должны найти производную этой функции и установить положение точки, в которой эта производная равна нулю. Для координаты временного запаздывания получим

$$\frac{\partial \psi_0(t_d, 0)}{\partial t_d} = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \frac{\partial}{\partial t_d} [a^*(t - t_d)] dt. \quad (1.15)$$

Отметим, что это уравнение полностью соответствует функции отклика фильтра, согласованного с производной сигнала по временной координате.

В общем случае производная будет иметь вблизи точки согласования S-образную форму, пересекая здесь нулевой уровень. Когда цель находится в любой другой точке, производная не равна нулю и ее значение можно использовать для оценки смещения цели от точки согласования. В связи с этим на практике нулевую точку измерителя совмещают в большинстве случаев с предсказанным значением измеряемой переменной. При этом реальный радиолокационный сигнал дает оценку предсказанной ошибки.

Для пояснения методов практической реализации приведенных выше теоретических положений, лежащих в основе работы идеального измерителя, рассмотрим несколько примеров. Существует два обычно применяемых метода построения дифференциаторов. Первый заключается в непосредственной аппроксимации согласования с производной функции отклика. Примером такой реализации может являться многомодовый облучатель антенны при моноимпульсной работе, когда сигнал угловой ошибки вырабатывается на выходе системы за счет использования диаграммы направленности с нечетной симметрией. При обработке сигнала измеритель должен представлять собой фильтр, согласованный с производной сигнала по времени или частоте.

Второй и, возможно, наиболее распространенный метод аппроксимации идеального измерителя заключается в использовании двух или более фильтров, согласованных с различными точками координаты, по которой производятся измерения. Расстояние между соседними точ-

ками выбирается обычно равным одному интервалу разрешения. Отношение разности двух смежных выходных сигналов к их сумме можно приближенно считать равным производной.

В качестве примера практической реализации этого метода укажем на амплитудную моноимпульсную радиолокационную систему, в которой два антенных луча развернуты один относительно другого на величину, равную примерно ширине луча. Принцип работы такой системы основан на сравнении выходных сигналов, получаемых с помощью этих двух антенных лучей, причем оценка осуществляется по отношению разности и суммы двух напряжений. Гребенка фильтров доплеровских частот, применяемых для измерения частот, может служить другим примером использования этого метода. В этом случае применяют гребенку фильтров, настроенных на смежные значения частот. Фильтр с наибольшим выходным сигналом определяет частоту сигнала от цели с точностью, равной половине элемента разрешения. Более точную оценку можно получить, используя метод интерполяции выходных сигналов фильтров.

Ранее мы указывали, что под идеальным измерителем понимается такой измеритель, который позволяет получить наиболее точный результат при наличии шума. Теперь определим, какой может быть возможная точность оценки. Вудворд [2] показал, что минимальная среднеквадратичная ошибка при оценке временного запаздывания равна

$$\sigma_t = 1/\beta \sqrt{\mathcal{R}}. \quad (1.16)$$

На основании ранее изложенного материала следует ожидать, что формулу такого же типа можно применить и для любой другой радиолокационной координаты. В знаменателе этой формулы используется два множителя. Множитель $\mathcal{R} = 2E/N_0$ характеризует¹⁾ отношение максимальной энергии сигнала к мощности шума на выходе фильтра, «согласованного» с положением цели. Параметр β определяется из

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\partial}{\partial t} a(t) \right|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |A(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df}. \quad (1.17)$$

Следует отметить, что β является нормированным вторым моментом энергетического спектра сигнала, используемым в качестве меры ширины частотного спектра сигнала.

Ниже будут приведены аналогичные выражению (1.16) формулы для идеального измерителя, характеризующие точность измерений по другим координатам. При этом в каждом отдельном случае будет использоваться параметр, определяющий второй момент, или «среднеквадратичный разброс» весовой функции сигнала, который оценивает разрешающую способность по измеряемой координате.

Три основных соотношения, определяющих ошибки измерения, приведены с принятыми обозначениями в табл. 1.1.

¹⁾ В дальнейшем он назван «энергетическим коэффициентом». (Прим. ред.)

Таблица 1.1

ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЙ

Измеряемая «координата»	Выражения для среднеквадратичной ошибки	Элемент разрешения	Параметр, соответствующий преобразованию Фурье	Среднеквадратичный разброс в преобразовании Фурье
Угол θ , рад	$\sigma_\theta = \frac{\lambda}{L\sqrt{\mathcal{R}}} \quad (1.18)$	Ширина диаграммы направленности θ_n	Ширина раскрыва антенны w/λ (в длинах волн)	Среднеквадратичная ширина раскрыва антенны L/λ
Временное запаздывание t_d , с	$\sigma_t = \frac{1}{B\sqrt{\mathcal{R}}} \quad (1.19)$	Эффективная длительность импульса τ_e	Ширина частотного спектра сигнала B_{3a}	Среднеквадратичная ширина частотного спектра сигнала B
Частота f , Гц: при когерентной работе	$\sigma_f = \frac{1}{\alpha\sqrt{\mathcal{R}}} \quad (1.20)$	Ширина спектральной линии B_{3a}	Время наблюдения t_0	Среднеквадратичная длительность сигнала α
при некогерентной работе	$\sigma_f = \frac{1}{\alpha\sqrt{\mathcal{R}}} \quad (1.21)$	Ширина частотного спектра сигнала B_{3a1}	Длительность импульса τ_e	Среднеквадратичная длительность импульса α_1

1.4. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ К РЕАЛЬНЫМ СИСТЕМАМ

«Энергетический коэффициент» приемного сигнала

В предыдущем изложении основное внимание было уделено рассмотрению вопросов, связанных с оценкой потенциальных возможностей радиолокационной системы, идеально согласованной с сигналом от цели. Энергетический коэффициент \mathcal{R}_0 для такой системы определяют из уравнения радиолокации, причем в нем используется полная энергия сигнала E , падающая на площадь раскрыва антенны A за время наблюдения

$$E = \int_{t_0} P_r dt; \quad P_r = \frac{P_t G_t A_0}{(4\pi)^2 R^4},$$

$$N_0 = kT_i = kT_n \overline{NF_n},$$

$$\mathcal{R}_0 = \frac{2E}{N} = \frac{2P_{av} t_0 G_t A_0}{(4\pi)^2 R^4 kT_n}. \quad (1.22)$$

(Определение используемых в этих формулах обозначений дано в приложении Е.)

Под интервалом наблюдения t_0 при анализе радиолокационной системы сопровождения понимается период времени, в течение которого сигнал интегрируется в следящей системе с шириной шумовой полосы пропускания β_n , ошибка выходного сигнала которой должна быть оценена

$$t_0 = 1/2\beta_n \quad (1.23)$$

Для радиолокационной системы обнаружения, когда должна определяться ошибка, получаемая при одном обзоре, термином «интервал наблюдения» будет обозначаться обычно применяемое «время облучения цели» при скорости обзора пространства, равной ω и измеряемой по уровню половинной мощности ширины однократно¹⁾ используемой диаграммы направленности антенны θ_3

$$t_0 = \theta_3 / \omega. \quad (1.24)$$

В случае импульсных РЛС интервал наблюдения часто заменяют числом накапливаемых импульсов

$$n = f_r / 2\beta_n \quad (\text{для РЛС сопровождения}), \quad (1.25)$$

$$n = f_r \theta_3 / \omega \quad (\text{для РЛС обнаружения}). \quad (1.26)$$

Реальные коэффициенты потерь

В реальных радиолокационных системах приходится использовать антенны, недостаточно хорошо согласованные с сигналом от цели, что объясняется как соображениями уменьшения боковых лепестков диаграммы направленности, так и удешевления и упрощения антенных конструкций. В связи с этим энергия, которая извлекается раскрывом антенны из падающей волны и затем попадает в приемное устройство, уменьшается по сравнению с энергией, принимаемой согласованной антенной. Степень этого уменьшения характеризуется коэффициентом использования раскрыва η_a , и формула для энергетического коэффициента принимает вид

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_0 \eta_a = \frac{2P_{av} t_0 G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 R^4 k T_i L_1} = \frac{2P_{av} t_0 G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_i L_1}, \quad (1.27)$$

$$P_{av} t_0 = P_t \tau n, \quad (1.28)$$

$$A_r \equiv A\eta_a = G_r \lambda^2 / 4\pi \quad [\text{см. выражение (2.3)}].$$

Коэффициент потерь L_1 введен в формулу (1.27) с целью учета потерь принимаемой энергии, отличных от тех, которые охватываются коэффициентом использования раскрыва (например, потерь в линии передачи или потерь, обусловленных формой диаграммы направленности антенны). Соотношения между коэффициентом η_a и амплитудным распределением по раскрыву антенны будут подробно рассмотрены в гл. 2.

Величину энергетического коэффициента для одиночного импульса \mathcal{R}_1 можно определить с помощью выражения (1.27) путем подстановки в выражение (1.28) значения $n = 1$

$$\mathcal{R}_1 = \frac{2P_t \tau G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 R^4 k T_i L_1} = \frac{2P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_i L_1}. \quad (1.29)$$

¹⁾ Однократно используемой называется диаграмма направленности антенны при работе только на прием или на передачу. Аналогично этому двукратно используемой считается диаграмма направленности при работе и на передачу, и на прием. (Прим. ред.)

Эта величина и соответствующее отношение S/N оказываются наиболее полезными при расчете рабочих характеристик некогерентных РЛС, в которых осуществляется накопление пачек импульсов после детектирования их огибающих. В таких радиолокационных системах фильтр промежуточной частоты приближенно согласован со спектром каждого отдельного импульса и для накопления полезных сигналов в интервале наблюдения t_0 применяется фильтр, включенный после детектора.

Отношение сигнал/шум

Реальный приемник нельзя точно согласовать со спектром и формой принимаемого сигнала, и поэтому максимальное отношение S/N по мощности на его выходе будет меньше значения $E/N_0 = \mathcal{R}/2$, свойственного согласованному фильтру. Наиболее часто встречаются следующие специфические случаи:

Одиночный импульс

$$\frac{S}{N} = \frac{\mathcal{R}}{2nL_m} = \frac{\mathcal{R}_1}{2L_m}. \quad (1.30)$$

Одиночный импульс, широкая полоса по ПЧ
($B_n \tau \gg 1$)

$$\frac{S}{N} \approx \frac{\mathcal{R}}{2n B_n \tau} \approx \frac{\mathcal{R}_1}{2B_n \tau}. \quad (1.31)$$

Когерентная импульсная РЛС, фильтр линейчатого спектра

$$\left(\frac{S}{N} \right)_t = \frac{\mathcal{R}}{2L_m} = \frac{\mathcal{R}}{2L_{m1} L_{m1}} = \frac{nS/N}{L_{m1}} \quad (1.32)$$

РЛС с непрерывным излучением, широкая полоса по ПЧ
($B_n t_0 \gg 1$)

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{av} = \frac{\mathcal{R}}{2L_m} \approx \frac{\mathcal{R}}{2B_n t_1}. \quad (1.33)$$

В приведенных выше формулах коэффициент L_m характеризует потери согласования с фильтром промежуточной частоты (см. гл. 3). Для случая когерентных импульсных РЛС L_m подразделяется на коэффициент L_{m1} , учитывающий потери согласования со спектром одиночного импульса, и коэффициент L_{m1} , характеризующий потери согласования с линейчатым спектром сигнала (см. разд. 4.6).

Разновидность уравнения радиолокации, которая наиболее часто используется для вычисления отношения S/N в случае некогерентных отраженных сигналов, может быть получена путем объединения выражений (1.27) — (1.31)

$$\frac{S}{N} = \frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_i L_1 L_m} \approx \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_i B_n L_1}. \quad (1.34)$$

При использовании радиолокационных ответчиков эквивалентные выражения будут иметь вид

$$\frac{S}{N} = \frac{P_b \tau G_b G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 R^2 k T_i L_r L_m} \approx \frac{P_b G_b G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 R^2 k T_i B_n L_r} \quad (1.35)$$

Коэффициент L_r в этих выражениях учитывает потери, возникающие на участке между передатчиком ответчика и приемником РЛС.

При вычислении отношения сигнал/шум для случаев сигналов, отраженных от целей, или сигналов, излучаемых радиолокационными ответчиками, можно пользоваться различными формулами, однако здесь выбраны те из них, в которых отдельно учитываются усиление антенны при приеме (или размер раскрыва) и усиление антенны при передаче. Такое разделение окажется полезным при рассмотрении в дальнейшем вопросов, связанных с измерениями угловых координат, когда крутизна разностной диаграммы направленности моноимпульсной РЛС отнесена к напряжению на выходе «идеальной» приемной антенны, имеющей такой же раскрыв для приема той же падающей волны.

Соответствующим энергетическим коэффициентом \mathcal{R}_0 является такой, который может быть получен при приеме падающей волны отраженного от цели сигнала или сигнала, излученного радиолокационным ответчиком, идеальными антенной и приемником. Таким образом, коэффициент использования раскрыва η_a относят только к приемной системе и для случая работы как по отраженному сигналу, так и по сигналу ответчика могут использоваться одни и те же формулы.

Потери при обзоре и сопровождении

Применительно к РЛС обнаружения уравнение радиолокации позволяет найти максимальные значения энергетического коэффициента \mathcal{R}_m и отношения сигнал/шум $(S/N)_m$ для случая, когда цель находится в максимуме диаграммы направленности (на ее оси). Чтобы определить энергию, действительно принимаемую станцией, когда луч при обзоре пространства проходит через цель, в формулу надо ввести коэффициент потерь на форму луча L_p :

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{R}_m}{L_p} = \frac{2n (S/N)_m L_m}{L_p} \quad (1.36)$$

Аналогично этому в случае РЛС сопровождения, когда для образования равносигнальной зоны используется отклонение максимума диаграммы направленности от направления на цель, значения отношения сигнал/шум и энергетического коэффициента для случая целей, находящихся на оси равносигнальной зоны, должны быть уменьшены на величину, определяемую коэффициентом потерь на пересечение диаграмм антенны L_k (по отношению к значениям, вычисленным для случая нахождения цели в максимуме диаграммы направленности)

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{R}_m}{L_k} = \frac{2n (S/N)_m L_m}{L_k} \quad (1.37)$$

Значения коэффициентов L_p и L_k будут изменяться в зависимости от того, как работает РЛС при двукратном (по отраженному сигналу) или однократном (по сигналу, излучаемому радиолокационным ответчиком) использовании диаграммы направленности, а также в зависимости от особенностей метода развертки (см. разд. 2.5).

Измерительная чувствительность

В реальных РЛС кроме потерь, приводящих к ухудшению отношения сигнал/шум, имеет место и снижение измерительной чувствительности, обусловленное рассогласованностью системы с производной сигнала. В связи с этим при оценке ошибок измерений реальных (несогласованных) РЛС необходимо использовать не приведенное в табл. 1.1 среднеквадратичное значение ширины раскрыва, спектра или длительности сигнала, а несколько отличное (обычно меньшее) значение. Вычисление этих значений и является основным содержанием последующих трех глав.

Неоднозначность измерений

При анализе работы реальных РЛС необходимо также оценивать влияние нежелательных сигналов, возникающих в результате отражения зондирующего сигнала от земли или метеообразований («фона»). В связи с этим необходимо принимать во внимание область функции отклика и за пределами определяемого уровнем половинной мощности типового элемента разрешения и, кроме учета нормальных ошибок измерений, принимать меры и против «неоднозначности» измерений. Термин «неоднозначность» используется в тех случаях, когда кажущееся положение цели находится за границами области, лежащей вокруг точки действительного положения цели (в районе, не связанном с нормальным разбросом ошибок измерений). Существуют четыре основных причины неоднозначности:

1. Появление лепестков функции отклика с периодической структурой. Применение периодически повторяющихся зондирующих сигналов приводит к возникновению серии одинаковых лепестков функции отклика по координатам времени и частоты. Примерами этого являются сигналы на последующих развертках, возникающие в результате отражения зондирующего сигнала от объектов, удаленных от РЛС на такое расстояние, что время запаздывания для них превышает период повторения зондирующих сигналов, а также неоднозначность по доплеровскому сдвигу на частотах, кратных частоте повторения зондирующих сигналов. Аналогичные явления имеют место и в угловых функциях отклика интерферометров и антенных систем с интерференционными лепестками, возникающими в результате значительных пропусков выборок сигнала между элементами антенны.

2. Прием по боковым лепесткам. Отраженный от цели сигнал может оказаться настолько мощным, что будет обнаружен в области расположения бокового лепестка характеристики,

полностью отделенного от главного лепестка по крайней мере по одной координате. В ходе последующего анализа работы реальных РЛС будет рассмотрена и оценена величина боковых лепестков и их характеристик с тем, чтобы конструктор радиолокационной аппаратуры смог бы при проектировании оценить вероятность возникновения такой неоднозначности.

3. Ложные отметки от цели. Радиолокационную систему можно построить таким образом, что данные о координатах двух или более целей будут смешиваться друг с другом, в результате чего станция начнет выдавать ложные данные о целях, расположенных в точках, отличных от местоположения любой из действительных целей. Типовыми примерами таких явлений являются неоднозначность в измерении дальности и доплеровского сдвига частоты при использовании частотно-модулируемых по пилообразному закону сигналов, а также появление ложных целей при обзоре пространства двумя веерообразными лучами, ориентированными один относительно другого под прямым углом. В обоих этих случаях неоднозначность возникает в результате обнаружения двух или более целей главным лепестком характеристики, но ложно определяемые положения могут находиться в значительных удалениях от области нормального разброса ошибок для каждой из действительных целей.

4. Если значение энергетического коэффициента \mathcal{R} слишком мало, случайные шумовые выбросы, возникающие в любой части просматриваемой зоны, могут ошибочно приниматься за сигнал от цели. Обычно при анализе ошибок считается, что ошибочные показания исключаются путем использования только таких значений \mathcal{R} , которые превышают порог обнаружения, соответствующий очень низкой вероятности ложной тревоги. Обычно значение \mathcal{R} превышает 20, а часто 100 и более. Однако в тех случаях, когда ложные обнаружения все же возникают, необходимо оценивать их влияние на точность работы устройства обработки сигналов того конкретного типа, который принят в исследуемой радиолокационной системе. В некоторых системах обработки для исключения этих явлений может использоваться процесс усреднения данных. Заметим, что в станциях, работающих без усреднения, одиночная ложная тревога может служить причиной больших ошибок.

1.5. КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

В этой главе рассмотрены основные соображения, касающиеся вопросов обнаружения, разрешения и измерения координат целей. Важнейшие положения можно свести к следующему:

1. Конструктор РЛС может рассматривать все координаты цели с общей точки зрения.

2. Согласование характеристик РЛС с некоторыми значениями этих координат оптимизирует обнаруживаемость цели при этих значениях координат.

3. Реакция согласованной РЛС на сигналы от целей, находящихся в других точках пространства, характеризует разрешающую способность станции по всем координатам.

4. Для определения отстояния цели от центра элемента разрешения идеальная измерительная система производит дифференцирование функции отклика.

5. Предельная шумовая ошибка является функцией отношения сигнал/шум и параметра, являющегося мерой разрешения по соответствующей координате.

6. Реальные радиолокационные системы можно описывать с помощью соотношений, справедливых для идеальной системы, путем использования коэффициентов потерь, снижающих эффективное отношение сигнал/шум, и ухудшения параметра, определяющего разрешение.

7. Основным фактором, лимитирующим качество работы реальных РЛС, наряду с шумом является фактор неоднозначности, обусловленной реакцией систем в нежелательных областях пространства. Устранение или снижение влияния неоднозначности обычно достигается за счет снижения эффективности обнаружения и точности измерений координат целей, находящихся в главном лепестке характеристики.

ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА

Способность радиолокационной системы измерять угол прихода некоторого определенного сигнала определяют следующие факторы:

1. Размеры раскрыва антенны по отношению к рабочей длине волны сигнала.

2. Степень связи различных участков раскрыва антенны с приемником и передатчиком (амплитудное распределение поля по раскрыву при работе на прием и передачу).

3. Отношение полной энергии сигнала, принимаемой за интервал времени измерения, к спектральной плотности шума на входе приемника.

4. Метод отклонения луча либо обработки сигналов, одновременно или последовательно наблюдаемых в различных положениях приемного луча.

Эта глава будет посвящена рассмотрению соотношений между размерами антенны, характером амплитудного распределения поля по раскрыву, шириной диаграммы направленности, отношением сигнал/шум и ошибками измерения угловых координат для наиболее часто используемых методов и систем измерений.

В процессе анализа будет сделана попытка пояснить и установить взаимосвязь между некоторыми характеристическими критериями, которые использовались в ранних работах по измерениям угловых координат РЛС различных типов. Так будут рассмотрены:

а) среднеквадратичное значение ширины раскрыва \mathcal{L} , используемое Манассе [6] и Сколником [7] для сопоставления теории измерения угловых координат с критериями, примененными ранее Вудвордом при рассмотрении вопросов измерения дальности и доплеровского сдвига частоты;

б) крутизна разностной диаграммы направленности K , введенная Киркпатриком [9] и уточненная Ханнаном [10]; используется для характеристики измерительной чувствительности раскрыва с амплитудным распределением, описываемым нечетной функцией (разностный канал);

в) нормированная крутизна k_m моноимпульсной системы, использованная Бартоном [11] для выражения разностной диаграммы направленности моноимпульсной системы через коэффициент усиления соответствующей суммарной диаграммы направленности и ее ширину вместо таких параметров, как размеры раскрыва и амплитудное распределение по нему;

г) крутизна сигнала ошибки k_s при конической развертке, характеризующая парциальную модуляцию сигнала ошибки сопровождения в процессе развертки, отнесенную к ширине луча;

д) несколько констант, характеризующих взаимосвязь между измерительной чувствительностью по угловым координатам и шириной диаграммы направленности, величиной угла смещения максимума ди-

аграммы направленности относительно направления на цель, величин потерь, обусловленных отклонением максимума диаграммы направленности от направления на цель, а также количеством сигналов, облучающих цель за время ее нахождения в пределах диаграммы направленности антенны станции (для РЛС обнаружения).

Хотя в рассматриваемой литературе применяются различные определения, термины и обозначения, в этой книге будет сделана попытка установить единый подход и связать между собой несколько различных систем описания характеристик, дать согласованную обобщенную теорию измерений, а также показать, что между изложенными в различных трудах выводами не имеется существенного несоответствия.

2.1. ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

В этом разделе приведены термины, обозначения и основные соотношения, описывающие характеристики антенны как инструмента измерений. Дополнительные сведения даются в приложении А.

Система координат

Определим плоскость раскрыва, которая может представлять собой реальную плоскость расположения элементов антенной системы или некоторую воображаемую поверхность, находящуюся сразу же

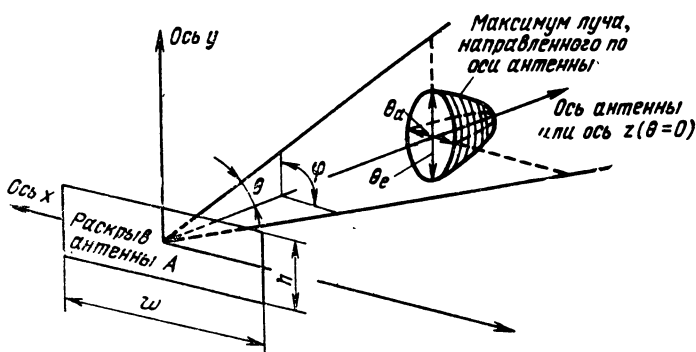


Рис. 2.1. Система координат антенного раскрыва.

перед антенной с криволинейной рабочей поверхностью. Ось антенны перпендикулярна этой плоскости (рис. 2.1). Будем применять следующие обозначения:

x — горизонтальная ось координат, лежащая в плоскости раскрыва;

y — ось координат, перпендикулярная оси x , лежащая также в плоскости раскрыва (часто является вертикальной осью координат);

z — ось координат, перпендикулярная плоскости раскрыва (обычно совпадает с осью антенной системы);

ω — полная ширина антенны по оси x ;

h — полная ширина антенны по оси y (часто высота антенны);

- A — проекция площади антенны на плоскость $xу$;
 θ — угол, отсчитываемый от оси z в плоскости, лежащей под углом φ относительно плоскости xz ;
 φ — угол поворота вокруг оси z , отсчитываемой от оси x .

Описание опорной диаграммы направленности

Одиночный луч РЛС антенны обнаружения и опорный (суммарный) луч моноимпульсной антенны характеризуются четными функциями, которые описывают значение коэффициента усиления антенны как функции угла θ и амплитудное распределение по раскрытию вдоль осей x и y . При этом предполагается, что антенная система правильно сфазирована и формирует главный лепесток, направленный вдоль оси z , и что основное значение имеет абсолютная величина функции распределения амплитуды по раскрытию. Влияние фазовых ошибок на результаты измерений будет рассмотрено в гл. 7. Примем, как обычно, что сигналы являются узкополосными, и рассмотрим диаграммы направленности как функции θ , которые зависят от распределения амплитуд вдоль оси x ($B\lambda \ll c$, $\varphi = 0$, $\theta \ll 1$ рад, $\omega/\lambda \gg 1$).

При этом используем следующие обозначения:

- $F(\theta)$ — зависимость коэффициента усиления по напряжению от угла θ (диаграмма направленности);
 $G(\theta) = F^2(\theta)$ — зависимость коэффициента усиления по мощности¹⁾ от угла θ (диаграмма направленности);
 $g(x, y)$ — амплитудное распределение (напряжения) по раскрытию;
 θ_3 — ширина диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности при ее однократном использовании, т.е. только на прием или только на передачу;
 θ_a — ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности в плоскости, содержащей ось x ($\varphi = 0$);
 θ_e — ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности в плоскости, содержащей ось y ($\varphi = 90^\circ$);
 θ_0 — ширина диаграммы направленности при равномерном амплитудном распределении по раскрытию, $g(x, y) = 1$;
 θ_k — угол отклонения оси диаграммы направленности от равносигнальной оси;
 $G_m = G(0)$ — максимальное значение коэффициента усиления при взвешенном облучении;
 G_0 — коэффициент усиления по оси диаграммы при равномерном амплитудном распределении по раскрытию;

¹⁾ Термин «мощность» применяется в общепринятом смысле и обозначает квадрат напряжения, не отличающийся от усиления по мощности и обусловленный направленностью.

G_{sr} — отношение G_m к коэффициенту усиления по боковому лепестку (коэффициент боковых лепестков суммарного канала);

$\eta_a \equiv G_m/G_0$ — эффективность раскрыва [10];

$A_r \equiv \eta_a A$ — эффективный раскрыв антенны на прием;

$K_\theta \equiv \theta_3/\theta_0$ — коэффициент уширения диаграммы направленности суммарного канала [10].

Основные соотношения между этими функциями и параметрами, используемыми в теории измерений, приводятся ниже.

Параметры для опорной диаграммы направленности

$$G_m = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left| \int_A g(x, y) dA \right|^2}{\int_A |g(x, y)|^2 dA}, \quad (2.1)$$

$$G_0 = 4\pi A / \lambda^2, \quad (2.2)$$

$$\eta_a \equiv \frac{G_m}{G_0} = \frac{A_r}{A} = \frac{\left| \int_A g(x, y) dA \right|^2}{A \int_A |g(x, y)|^2 dA}. \quad (2.3)$$

Во многих случаях амплитудное распределение по раскрыву можно представить раздельно в виде составляющих по осям x и y , т. е. $g(x, y) = g(x)g(y)$. При использовании таких «разделимых» амплитудных распределений по раскрыву соотношения для прямоугольных раскрывов упрощаются и принимают вид

Значения параметров для опорной диаграммы направленности при использовании разделимого амплитудного распределения по раскрыву

$$G_m = 4\pi \omega_r h_r / \lambda^2, \quad (2.4)$$

$$\omega_r = \eta_x \omega = \frac{\left| \int_{-w/2}^{w/2} g(x) dx \right|^2}{\int_{-w/2}^{w/2} |g(x)|^2 dx}, \quad (2.5)$$

$$h_r = \eta_y h = \frac{\left| \int_{-h/2}^{h/2} g(y) dy \right|^2}{\int_{-h/2}^{h/2} |g(y)|^2 dy}, \quad (2.6)$$

$$\eta_a = \eta_x \eta_y. \quad (2.7)$$

Чувствительность к ошибкам

Когда обнаружение цели производится по опорному (суммарному) лучу, ее угловые координаты можно определить путем измерения положения диаграммы направленности антенны, при котором имеет место максимальный выходной сигнал. Это можно осуществить либо путем отклонения развертывающего луча поперек или вокруг цели, либо путем применения второй (разностной) диаграммы направленности, являющейся приближенным аналогом производной суммарной диаграммы, и определения ее положения, когда направление на цель будет соответствовать нулю этой диаграммы. Рассмотрим сначала чувствительность системы к ошибкам при измерениях с помощью моноимпульсной разностной диаграммы направленности и затем покажем, что системы с разверткой при последовательном формировании выборок сигналов в области, лежащей вблизи максимума суммарной диаграммы направленности, образуют подобные же производные диаграммы, являющиеся функцией времени.

Для упрощения снова рассмотрим диаграммы направленности только как функцию угла θ , приняв, что $\varphi = 0$. Введем следующие обозначения для параметров разностной диаграммы направленности:

$F_d(\theta)$ — разностная диаграмма направленности по напряжению;

$G_d(\theta) = F_d^2(\theta)$ — разностная диаграмма по мощности;

$g_d(x, y)$ — амплитудное распределение по раскрытию, создающее разностную диаграмму направленности;

G_{se} — отношение G_m (суммарной диаграммы) к уровню боковых лепестков разностной диаграммы (коэффициент боковых лепестков разностного канала).

Чувствительность к ошибке в разных работах описывается с использованием следующих параметров:

Основные определения параметров для разностной диаграммы направленности

$$K \equiv \frac{1}{\sqrt{G_0}} \left. \frac{\partial F_d}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} \text{ — относительная крутизна характеристики диаграммы [10].} \quad (2.8)$$

K_0 — максимально возможное значение для данного раскрытия

$K_r \equiv K/K_0$ — нормированная крутизна характеристики разностного канала [10].

$$k_m \equiv \frac{\theta_3}{\sqrt{G_m}} \left. \frac{\partial F_d}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} = \theta_3 K \sqrt{G_0/G_m} \text{ — нормированная крутизна характеристики для моноимпульсного случая [11].} \quad (2.9)$$

$$k_s \equiv \frac{\theta_3}{\sqrt{G(\theta_k)}} \left. \frac{\partial F}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_k} \text{ — крутизна кривой сигнала ошибки для системы с конической разверткой [11].} \quad (2.10)$$

Для моноимпульсных РЛС чувствительность к ошибке пропорциональна крутизне производной разностной диаграммы направленности вблизи перехода через нуль. Она приближенно равна второй производной суммарной диаграммы направленности вблизи максимума этой

диаграммы, так как разностная диаграмма направленности имеет сходство с производной суммарной диаграммы. При проведении анализа будем считать, что между ними имеется полное соответствие, в результате чего имеют место следующие выражения для разностной диаграммы и амплитудного распределения по раскрыву:

$$F_d(\theta) = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_s} \frac{\partial F}{\partial \theta}, \quad (2.11)$$

$$g_d(x, y) = \frac{2\pi x}{\mathcal{L}_s} g(x, y). \quad (2.12)$$

Амплитудное распределение для случая разностной диаграммы представлено в виде произведения амплитудного распределения для суммарной диаграммы и «линейно-нечетной» функции x . Нормирующая константа \mathcal{L}_s представляет собой среднеквадратичную ширину облучения раскрыва (по мощности) по оси x для суммарной диаграммы направленности или предложенную в 1962 г. Сколником [8] и обозначенную им через γ (эффективную ширину раскрыва)

$$\mathcal{L}_s \equiv \left[\frac{\int_A (2\pi x)^2 |g(x, y)|^2 dA}{\int_A |g(x, y)|^2 dA} \right]^{1/2}. \quad (2.13)$$

Введение этой константы в выражения (2.11) и (2.12) приводит к тому, что суммарное распределение мощности по раскрыву и общее усиление по мощности всей диаграммы направленности будут для суммарной и разностной диаграмм одинаковыми. Как будет показано в дальнейшем, чувствительность антенны с разверткой луча к ошибке в значительной степени зависит от эффективной (по мощности) ширины раскрыва. Этот вопрос в свое время был рассмотрен Сколником.

Чувствительность к ошибке моноимпульсной антенной системы определяется не константой \mathcal{L}_s , а крутизной K , которая характеризуется соотношениями:

Относительная крутизна характеристики разностной диаграммы

$$K = \frac{1}{\sqrt{G_0}} \left. \frac{\partial^2 F}{\partial \theta^2} \right|_{\theta=0} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\left| \int_A x^2 g(x, y) dA \right|}{\left[A \int_A x^2 |g(x, y)|^2 dA \right]^{1/2}} = \mathcal{L}_0^2 \sqrt{\eta_a} / \mathcal{L}_s \lambda. \quad (2.14)$$

Эффективная ширина облучения раскрыва по напряжению

$$\mathcal{L}_0 \equiv \left[\frac{\left| \int_A (2\pi x)^2 g(x, y) dA \right|}{\left| \int_A g(x, y) dA \right|} \right]^{1/2}. \quad (2.15)$$

Величина эффективной по напряжению ширины раскрыва \mathcal{L}_0 больше величины \mathcal{L}_s для взвешенных, спадающих к краям, амплитудных распределений по раскрыву. Величину \mathcal{L}_0 в дополнение к ее определению через амплитудное распределение по раскрыву, соответ-

вующему выражению (2.15), можно представить физически в виде кривизны суммарной диаграммы направленности вблизи максимума последней

$$\left(\frac{\mathcal{L}_\theta}{\lambda}\right)^2 = \frac{-1}{\sqrt{G_m}} \frac{\partial^2 F}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=0} \quad \text{— нормированная вторая производная суммарной диаграммы направленности.} \quad (2.16)$$

Как указывалось ранее, выражение (2.14) основано на предположении, что разностная диаграмма направленности описывается производной суммарной диаграммы направленности.

Максимальная чувствительность к ошибке имеет место при невзвешенном амплитудном распределении по раскрыву для суммарной диаграммы направленности.

Максимальная крутизна характеристики разностной диаграммы направленности

$$g(x, y) = 1, \quad g_d(x, y) = \frac{2\pi x}{\mathcal{L}_0},$$

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{1}{A} \int_A x^2 dA \right]^{1/2} = \frac{\mathcal{L}_0}{\lambda}, \quad (2.17)$$

$$\mathcal{L}_0 \equiv \left[\frac{(2\pi)^2}{A} \int_A x^2 dA \right]^{1/2}. \quad (2.18)$$

Невзвешенная среднеквадратичная ширина раскрыва \mathcal{L}_0 представляет собой параметр, использованный Манассе [6] при рассмотрении вопроса о предельной точности измерений угловых координат. Величина $(\mathcal{L}_0/\lambda)^2$ является нормированной второй производной суммарной диаграммы направленности, имеющей место при равномерном амплитудном распределении по раскрыву [уравнение (2.16)].

Получив выражение для максимальной крутизны характеристики разностной диаграммы направленности, можно выразить нормированную крутизну характеристики разностной диаграммы K , через эффективную ширину раскрыва или интегралы амплитудных распределений по раскрыву¹⁾

$$K_r = \frac{K}{K_0} = \frac{\mathcal{L}_0^2}{\mathcal{L}_0 \mathcal{L}_s} \sqrt{\eta_a} = \frac{\left| \int_A x^2 g(x, y) dA \right|}{\left[\int_A x^2 |g(x, y)|^2 dA \int_A x^2 dA \right]^{1/2}}. \quad (2.19)$$

¹⁾ Киркпатрик [9] в своем анализе возможных точностей измерений угловых координат использовал нормированный угол, эквивалентный приведенной в приложении А величине u'

$$u' = (2\pi w \theta) / \lambda.$$

Обозначив используемую им крутизну характеристики разностной диаграммы через K' , можно написать

$$K' = \frac{\partial F_d}{\partial u'} = \frac{\lambda}{2\pi w} \frac{\partial F_d}{\partial \theta} \Big|_{\theta=0} = \frac{\lambda \sqrt{G_0}}{2\pi w} K.$$

Однако отношение K/K_0 определяется одним и тем же соотношением вне зависимости от того, выражается ли крутизна через u' или θ .

Изложенное выше позволяет сделать вывод о том, что крутизну сигнала ошибки для антенны можно выразить тремя способами:

а) используя интегралы амплитудного распределения по раскрыву с учетом коэффициента веса x^2 ;

б) используя отношения эффективных или среднеквадратичных значений ширины раскрыва;

в) применяя выражения для кривизны (вторых производных) суммарных диаграмм направленности, которые могут формироваться при использовании как равномерных, так и спадающих к краям амплитудных распределений по раскрывам.

В целях полноты анализа и удобства пользования формулами еще раз напомним выражения для K , K_0 и K_r для частного случая использования антенны с прямоугольным раскрывом при различных амплитудных распределениях по двум координатным осям, а также для общего случая разделимых амплитудных распределений по раскрыву для суммарных и разностных диаграмм направленности [или случая, не описываемого выражением (2.12)].

Прямоугольный раскрыв, разделимые амплитудные распределения по раскрыву

$$K = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\left| \int_{-w/2}^{w/2} x^2 g(x) dx \right|}{\left[\frac{w}{\eta_y} \int_{-w/2}^{w/2} x^2 |g(x)|^2 dx \right]^{1/2}} = \frac{\mathcal{L}_0^2 \sqrt{\eta_a}}{\mathcal{L}_s \lambda}. \quad (2.20)$$

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{1}{w} \int_{-w/2}^{w/2} x^2 dx \right]^{1/2} = \frac{\pi w}{\sqrt{3} \lambda}. \quad (2.21)$$

$$K_r = \frac{\left| \int_{-w/2}^{w/2} x^2 g(x) dx \right|}{\left[\frac{w^2}{12\eta_y} \int_{-w/2}^{w/2} x^2 |g(x)|^2 dx \right]^{1/2}} = \frac{\mathcal{L}_0^2 \sqrt{\eta_a}}{\mathcal{L}_s \mathcal{L}_0}. \quad (2.22)$$

Общий случай, амплитудное распределение по раскрыву для разностной диаграммы направленности $g_d(x, y)$

$$K = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\left| \int_A x g_d(x, y) dA \right|}{\left[A \int_A |g_d(x, y)|^2 dA \right]^{1/2}}. \quad (2.23)$$

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{1}{A} \int_A x^2 dA \right]^{1/2} = \frac{\mathcal{L}_0}{\lambda}. \quad (2.24)$$

$$K_r \equiv \frac{K}{K_0} = \frac{\left| \int_A x g_d(x, y) dA \right|}{\left[\int_A |g_d(x, y)|^2 dA \int_A x^2 dA \right]^{1/2}}. \quad (2.25)$$

Так как в рассматриваемом общем случае не предполагается использование какого-либо специального (частного) амплитудного распределения по раскрыву для суммарной диаграммы направленности, нельзя применять эффективные значения раскрыва по напряжению и мощности облучения для определения коэффициента крутизны. Вместо этого следовало бы использовать некоторое гипотетическое амплитудное распределение, для которого действительная разностная диаграмма направленности антенны являлась бы его производной, а для определения значений K и K_r применить в выражениях (2.13)—(2.19) соответствующее амплитудное распределение по раскрыву. В той мере, в какой действительная суммарная диаграмма направленности антенны отличается от гипотетической, естественно, потребуются корректировка некоторых из приводимых ниже выражений для ошибок измерений.

2.2. СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ШУМОВЫХ ОШИБОК

Идеальный случай

Формула для определения минимально достижимой ошибки, соответствующей данному раскрыву и интенсивности падающей волны, была предложена Манассе:

Минимальная теоретическая ошибка

$$(\sigma_\theta)_{\min} = \frac{\lambda}{L_0 \sqrt{\mathcal{R}_0}} = \frac{1}{K_0 \sqrt{\mathcal{R}_0}}. \quad (2.26)$$

Здесь \mathcal{R}_0 обозначает энергетический коэффициент, который имеет место при равномерном амплитудном распределении по раскрыву антенны (коэффициент усиления антенны G_0). Для обеспечения такой точности измерений необходимо применить суммарную диаграмму направленности, соответствующую равномерному амплитудному распределению по раскрыву, и разностную диаграмму, соответствующую линейно-нечетному распределению относительно оси, применительно к которой строится диаграмма направленности по углу θ

Моноимпульсная система со спадающим к краям раскрыва распределением

Когда реальная моноимпульсная система имеет не равномерное и не линейно-нечетное, а спадающее к краям раскрыва амплитудное распределение, уровни боковых лепестков у обеих диаграмм направленности уменьшаются, а ошибка, обусловленная тепловым шумом, возрастает.

Ошибка моноимпульсной системы

$$\sigma_\theta = \frac{1}{K \sqrt{\mathcal{R}_0}} = \frac{\sqrt{\eta_a}}{K \sqrt{\mathcal{R}_m}} = \frac{\lambda}{K_r L_0 \sqrt{\mathcal{R}_0}}. \quad (2.27)$$

Энергетический коэффициент \mathcal{R}_m для направления, соответствующего оси суммарной диаграммы направленности, равен значению, получаемому в том случае, если вместо коэффициента усиления G , в уравнении радиолокации (1.27) подставить коэффициент усиления G_m .

При необходимости выразить измерительную чувствительность через определяемое соотношением (1.18) среднеквадратичное значение ширины раскрыва \mathcal{L} для спадающего к краям амплитудного распределения по раскрыву надо использовать следующую зависимость:

$$\mathcal{L} = \frac{\lambda K}{\sqrt{\eta_a}} = \frac{\mathcal{L}_0^2}{\mathcal{L}_s}. \quad (2.28)$$

Хотя эта величина меньше \mathcal{L}_0 , однако она больше, чем \mathcal{L}_s , в связи с чем ошибка измерения для моноимпульсной системы при спадающем к краям амплитудном распределении по раскрыву антенны будет меньше значения ошибки, найденного Сколником [8] для антенн с разверткой луча, даже если величина реально принимаемой энергии является такой же. Ошибку для моноимпульсной системы можно выразить через значения эффективной ширины раскрыва антенны по напряжению и мощности облучения

$$\sigma_\theta = \lambda \mathcal{L}_s / \mathcal{L}_0^2 \sqrt{\mathcal{R}_m}. \quad (2.29)$$

Эту величину можно сравнить с приведенными ниже в разд. 2.5 значениями ошибки для перемещающихся диаграмм направленности.

2.3. ОШИБКА, НОРМИРОВАННАЯ ОТНОСИТЕЛЬНО ШИРИНЫ ЛУЧА

Определение среднеквадратичного (эффективного) значения ширины раскрыва через кривизну диаграммы направленности антенны приводит к весьма удобным соотношениям между крутизной сигнала ошибки и шириной луча по уровню половинной мощности. В связи с тем, что в пределах этого уровня все реальные диаграммы направленности антенн имеют примерно одинаковую конфигурацию, эффективное (по напряжению) значение ширины раскрыва антенны по облучению для раскрывов всех форм и всех четных функций амплитудного распределения по раскрыву можно выразить через ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности

$$\mathcal{L}_0 \theta_3 / \lambda \approx 1,63 \quad (\pm 2\%). \quad (2.30)$$

На такие свойства антенны указал Спенсер в работе [17]. Реальные значения этих величин для раскрывов и амплитудных распределений нескольких форм и видов приведены ниже в табл. 2.1 и 2.2, а значения для других распределений — в приложении А. Даже для предельного случая, касающегося двухэлементного интерферометра, значение, приведенное в выражении (2.30), только на 4% превышает точное значение, равное $\pi/2$.

Совместное использование соотношений (2.20) и (2.30) позволяет получить нормированное по отношению к ширине диаграммы направ-

ленности значение относительной крутизны производной разностной диаграммы направленности

$$K\theta_3 \approx 1,63 \frac{\mathcal{L}_\theta}{\mathcal{L}_s} \sqrt{\eta_a}. \quad (2.31)$$

Нормированную ошибку для равномерного амплитудного распределения по раскрытию любой формы при линейно-нечетном распределении для разностной диаграммы направленности можно теперь представить с помощью следующего выражения:

$$\frac{(\sigma_\theta)_{min}}{\theta_0} = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_0 \theta_0 \sqrt{\mathcal{R}_0}} \approx \frac{1}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}_0}}. \quad (2.32)$$

В случае произвольно спадающего к краям амплитудного распределения по раскрытию для производной разностной диаграммы направленности будем иметь

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_3} = \frac{\lambda (\mathcal{L}_s / \mathcal{L}_\theta)}{\mathcal{L}_0 \theta_3 \sqrt{\mathcal{R}_m}} \approx \frac{(\mathcal{L}_s / \mathcal{L}_\theta)}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}_m}}. \quad (2.33)$$

Отсюда можно получить простое выражение для ошибки, используя нормированное значение крутизны характеристики моноимпульсной системы, определяемое выражением (2.9).

Нормированное значение ошибки
для моноимпульсной системы

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_3} = \frac{1}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_m}} \quad (\text{для всех раскрытий}). \quad (2.34)$$

Соотношения между различными константами и коэффициентами крутизны разностной диаграммы направленности имеют вид

$$k_m = \frac{K\theta_3}{\sqrt{\eta_a}} = \frac{K_r K_0 \theta_3}{\sqrt{\eta_a}} = \frac{K_r K_0 K_\theta \theta_0}{\sqrt{\eta_a}} \approx 1,63 \frac{K_r K_\theta}{\sqrt{\eta_a}}. \quad (2.35)$$

Аналогично для производной разностной диаграммы направленности антенны имеем

$$k_m \approx 1,63 \mathcal{L}_\theta / \mathcal{L}_s. \quad (2.36)$$

Численные значения для этого случая приведены в табл. 2.1 и 2.2.

Таблица 2.1
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

Форма раскрыва	$\theta_0 \omega / \lambda$	\mathcal{L}_0 / ω	$k_m = \mathcal{L}_0 \theta_0 / \lambda = K_0 \theta_0$
Интерферометр	0,500	π	$\pi/2$
Прямоугольная	0,886	$\pi/\sqrt{3}$	1,607
Круговая	1,028	$\pi/2$	1,617
Треугольная	1,276	$\pi/\sqrt{6}$	1,636

Таблица 2.2

ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОНОИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

Функция распределения амплитуды по раскрыву для суммарной диаграммы направленности	$\frac{\theta_s w}{\lambda}$	η_s	$\frac{\mathcal{L}_\theta}{w}$	$\frac{\mathcal{L}_s}{w}$	$\frac{\mathcal{L}_{\theta_s}}{\lambda}$	$\frac{\mathcal{L}_s \theta_s}{\lambda}$	$\frac{K}{K_0}$	k_m	G_{sr} , дБ
Круговая, $g(x) = \sqrt{1 - (2x/w)^2}$	1,028	0,924	1,571	1,406	1,617	1,446	0,932	1,81	17,6
Параболическая ¹⁾ , $g(x) = 1 - 2x^2/w^2$	0,972	0,969	1,66	1,53	1,613	1,481	0,983	1,75	17,1
Параболическая ¹⁾ , $g(x) = 1 - 4x^2/w^2$	1,155	0,833	1,407	1,188	1,624	1,372	0,836	1,92	20,6
Треугольная, $g(x) = 1 - 2x/w $	1,276	0,750	1,28	0,994	1,636	1,268	0,79	2,08	26,4
Косинусная, $g(x) = \cos(\pi x/w)$	1,189	0,812	1,37	1,136	1,629	1,350	0,812	1,96	23,0
Косинусная второй степени, $g(x) = \cos^2(\pi x/w)$	1,441	0,667	1,134	0,89	1,636	1,283	0,653	2,08	32,0
Косинусная четвертой степени, $g(x) = \cos^4(\pi x/w)$	1,853	0,515	0,886	0,669	1,645	1,240	0,466	2,18	48,0
Гауссова, $g(x) = \exp(-x^2/2\sigma_x^2)$	²⁾ 0,0	²⁾ 0,0	²⁾ 0,0	²⁾ 0,0	1,662	1,177	0,0	2,35	∞
Гауссова в предположении, что $w = 6\sigma_x$	1,59	0,591	1,045	0,74	1,662	1,177	0,628	2,35	∞

¹⁾ Для первого из приведенных параболических распределений на краю раскрыва уровень пьедестала $\Delta = 0,5$, а для второго $\Delta = 0$ (т. е. пьедестала нет).

²⁾ Для гауссова распределения $\theta_s \sigma_x / \lambda = 0,265$; $\mathcal{L}_\theta / \sigma_x = 2\pi$, $\mathcal{L}_s / \sigma_x = \sqrt{2\pi}$.

Среди приведенных выше различных параметров крутизны диаграммы направленности параметр k_m является единственным, который можно применить к гауссовым диаграммам направленности и амплитудным распределениям. Хотя величины \mathcal{L}_θ и \mathcal{L}_s также определены в этом смысле, значения G_0 , \mathcal{L}_0 , K_0 и K_θ равны бесконечности, а величины K , K_r , θ_0 и η_a равны нулю. Таким образом применительно к диаграммам направленности гауссовой формы k_m , \mathcal{L}_θ и \mathcal{L}_s можно использовать для установления соотношений между результатами, полученными Сверлингом [3] и Девелетом [12], и результатами Киркпатрика [9], Манассе [6] и Ханнана [10]. Следует также отметить возрастание k_m с увеличением ширины луча θ_s (когда амплитудное распределение по раскрыву разностной диаграммы направленности поддерживается постоянным), а также с увеличением спадов на краях амплитудного распределения суммарной диаграммы направленности. В связи с этим k_m не является критерием чувствительности по угловым координатам для данного раскрыва, а пригоден лишь для данной пары суммарной и разностной диаграмм направленности.

2.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫ МОНОИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

Идеальное амплитудное распределение по раскрытию $g(x, y) = 1$, $g_d(x, y) = 2\pi x / L_0$

Хотя этот случай достаточно далек от идеального с точки зрения уровней боковых лепестков и инструментальных ошибок, он может рассматриваться в качестве опорного для оценки коэффициента усиления антенны и угломерной чувствительности. Значения основных параметров, соответствующих раскрытиям четырех видов, приведены в табл. 2.1.

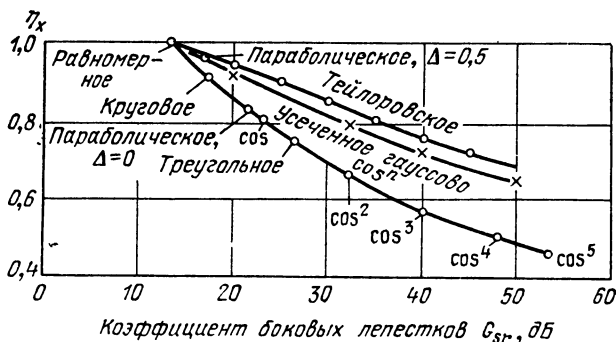


Рис. 2.2. Зависимость коэффициента эффективности раскрытия от коэффициента боковых лепестков.

Оптимальное амплитудное распределение по раскрытию $g_d(x, y) = (2\pi x / L_s) g(x, y)$

Параметры для этого случая, соответствующего разностной диаграмме направленности, которая является производной суммарной диаграммы направленности антенны, приведены в табл. 2.2. Соотношения для производной диаграммы направленности вообще справедливы только для фазированных антенных решеток, в которых имеется возможность реализовать полностью независимое управление суммарным и разностным амплитудными распределениями по раскрытию антенны. Для случаев, когда приведенные в табл. 2.2 значения $\theta_{3\omega}/\lambda$ отличаются от значений, рассматриваемых в других работах по радиолокации [18, 8], детальная проверка расчетов показывает, что они отличаются от данных табл. 2.2 лишь цифрой в последнем разряде.

На графиках рис. 2.2. и 2.3 показана зависимость эффективности раскрытия суммарного канала и нормированной крутизны характеристики разностного канала от коэффициента боковых лепестков суммарной диаграммы направленности G_{sr} для различных амплитудных распределений по раскрытию. При вычислении значений крутизны характеристики предполагается, что амплитудное распределение по раскрытию для разностной диаграммы направленности является оптимальным, определяемым выражением (2.12). В этом случае уровни боковых лепестков разностной диаграммы направленности обычно на 6 дБ превы-

шают соответствующие боковые лепестки суммарной диаграммы направленности антенн¹⁾. Следует отметить, что при данном коэффициенте боковых лепестков наибольшие значения характеристики крутизны и эффективности раскрыва имеют место в случае тейлоровских распределений. Усеченное гауссово распределение обладает почти такой же эффективностью. Амплитудные распределения типа $(\cos)^n$ менее эффективны, но скорость спадаения уровня получающихся при этом боковых лепестков после первого бокового лепестка больше.

Приведенные на этих рисунках и в табл. 2.2 данные можно использовать для определения крутизны характеристики и эффективности раскрыва в тех случаях, когда применяются разделимые двумерные

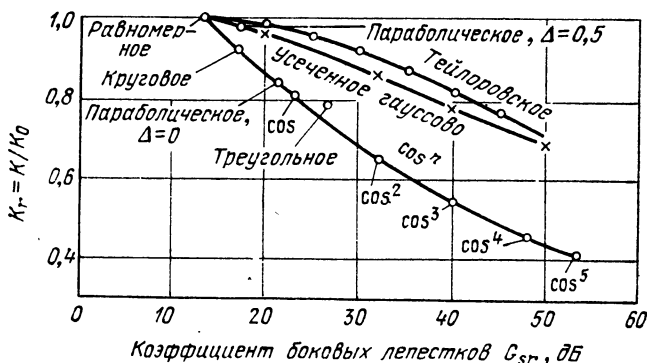


Рис. 2.3. Зависимость коэффициента крутизны разностной диаграммы направленности от коэффициента боковых лепестков суммарной диаграммы направленности.

амплитудные распределения по осям x и y . Значения η_x и η_y находят по функциям, построенным по соответствующей координате. Произведение этих величин позволяет определить согласно выражению (2.7) общий коэффициент эффективности раскрыва η_a . Нормированную крутизну характеристики разностного канала в плоскости, содержащей ось x (т. е. при $\varphi = 0$), находят из выражения

$$K'_{rx} = K_{rx} \sqrt{\eta_y},$$

где K_{rx} имеет значение, определяемое из таблицы или по графику для координаты x при равномерном амплитудном распределении по раскрыву оси y . Крутизна характеристики в плоскости, содержащей ось y , находится аналогичным образом путем соответствующей замены x на y в индексах и функциях.

На рис. 2.4 приведены значения трех взаимосвязанных, характеризующих крутизну, параметров в зависимости от величины G_{sr} при оптимальном, как и в предшествующих случаях, амплитудном распределении по раскрыву для разностной диаграммы направленной

¹⁾ Это соотношение не выполняется при таком тейлоровском амплитудном распределении по раскрыву антенны, когда некоторые боковые лепестки бывают более узкими и значение производной в связи с этим возрастает.

ности. С увеличением ширины диаграммы направленности из-за использования распределения, спадающего к краям раскрыва, как уже указывалось ранее, величина k_m возрастает. Сравнительно инвариантный параметр $\mathcal{L}_{\theta_3}/\lambda$ также увеличивается, но только на 3% при изменении G_{sr} от 13 дБ до бесконечности. Параметр $\mathcal{L}_{\theta_3}/\lambda$, применяемый

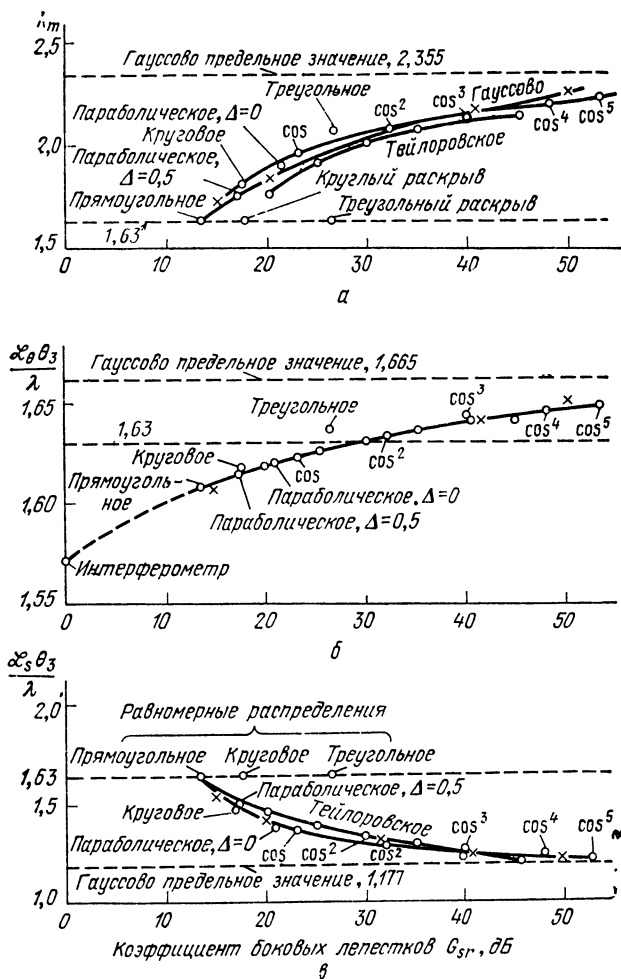


Рис. 2.4. Зависимость крутизны от коэффициента боковых лепестков суммарной диаграммы направленности.

для перемещающихся диаграмм направленности, с увеличением спадов в амплитудном распределении к краям раскрыва, а также коэффициента боковых лепестков равномерно уменьшается.

Интересно отметить, что все эти три параметра для случая прямоугольных раскрывов однозначно определяются коэффициентом боковых лепестков, а не формой амплитудного распределения по раскрыву

или краевыми значениями, используемыми для получения этого коэффициента. При анализе систем это положение следует иметь в виду, так как рабочие характеристики можно в связи с этим выбирать, не имея точных данных об амплитудном распределении по раскрыву антенны. Из приведенного следует также, что равномерное прямоугольное и гауссово амплитудные распределения представляют собой экстремальные случаи и характеристики всех реальных антенных систем лежат между двумя значениями для этих случаев. Различие в характеристиках, имеющее место при использовании гауссова распределения (что часто оказывается удобным для математических расчетов) и любого реального амплитудного распределения по раскрыву, можно найти с помощью рис. 2.4. Приведенные на этом рисунке значения параметров не зависят от амплитудного распределения по второй координате, если только эти распределения (по двум координатам), являются взаимно независимыми.

Хотя значения, рассмотренные для случая оптимального амплитудного распределения по раскрыву антенны моноимпульсной системы, и нельзя непосредственно использовать для радиолокационных систем с отражательными или линзовыми антеннами, их можно применять в виде справочных данных для сравнения характеристик рупорных и других антенн, характеристики которых примерно равны указанным здесь. За исключением влияния «перелива» энергии через край антенной системы, можно ожидать, что соотношения для эффективности раскрыва, крутизны характеристики и коэффициента боковых лепестков в равной мере можно применить к случаям амплитудных распределений, создаваемых при использовании в моноимпульсных системах рупорных облучателей.

Многорупорные облучатели антенн моноимпульсных систем

Вопросы практического проектирования отражательных и линзовых антенных систем, облучаемых с помощью рупорных устройств, были рассмотрены Хананном [10]. Для антенны с прямоугольным раскрывом шириной w и фокусным расстоянием Z ширина приемной диаграммы направленности по нулевым точкам в фокальной плоскости определяется соотношением $2\Delta = 2\lambda Z/w$.

На рис. 2.5 и 2.6 приведены кривые, характеризующие зависимость различных параметров антенны от общей ширины облучателя a , нормированной относительно ширины диаграммы направленности антенны в этой фокальной плоскости.

Чтобы определить характеристики (в частности общую эффективность раскрыва) антенны, в которой применяется разделимое двумерное амплитудное распределение по осям x и y , можно воспользоваться произведением величин η_x и η_y , как следует из выражения (2.7). Значения крутизны сигнала ошибки в двух плоскостях находят при помощи метода, изложенного в предыдущем разделе. Для учета влияния величины коэффициента «переливов энергий» и амплитуды второго бокового лепестка можно воспользоваться работой [10].

Из приведенных на рис. 2.5 и 2.6 кривых следует, что оптимальные размеры облучателя для суммарной ($a \approx 1,4 \lambda Z/w$) и разностной ($a \approx 2,4 \lambda Z/w$) диаграмм направленности существенно различаются между собой. Использование облучателя с компромиссными размерами можно избежать, если применить дополнительные рупоры или «многомодовые» рупоры, подключенные к соответствующим высоко-

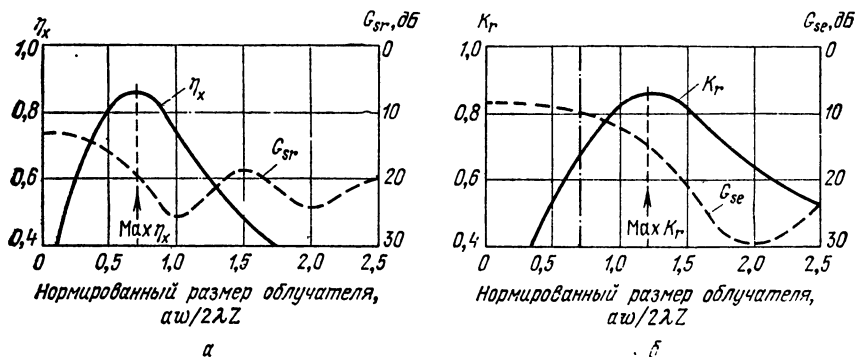


Рис. 2.5. Зависимость эффективности и крутизны от размера облучателя (по Ханнану [10]).

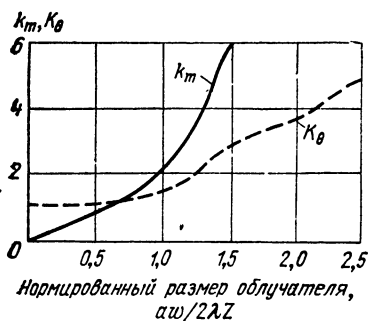


Рис. 2.6. Зависимость нормированных крутизны и ширины диаграммы направленности от размера облучателя (по Ханнану).

частотным устройствам. Ханнан [10] произвел расчет значений основных параметров антенны для ряда комбинаций рупоров и сравнил их со значениями параметров антенны с обычным четырехрупорным облучателем, размеры которого выбраны из расчета оптимизации коэффициента усиления для суммарной диаграммы направленности. Эти данные, а также соответствующие значения k_m и коэффициента боковых лепестков приведены в табл. 2.3.

На рис. 2.7 изображены характеристики для нескольких облучателей в сравнении с характеристиками, получаемыми при оптимальных амплитудных распределениях по раскрытию моноимпульсной антенны, обладающей заданными коэффициентами боковых лепестков. Для значений G_s , порядка 20 дБ применение комбинированного облучателя (двенадцатирупорного или многомодового четырехрупорного) может позволить получить крутизну, весьма близкую к оптимальной, без потерь в эффективности раскрытия для суммарной диаграммы направ-

Таблица 2.3

ХАРАКТЕРИСТИКИ МОНОИМПУЛЬСНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С РУПОРНЫМИ
ОБЛУЧАТЕЛЯМИ

Тип рупорного облучателя	η_a	H-плоскость		E-плоскость		G_{sr} , дБ	G_{se} , дБ	Конфигурация рупорного облучателя
		$K_r \sqrt{\eta_y}$	k_m	$K_r \sqrt{\eta_x}$	m			
Простой четы- рехрупорный	0,58	0,52	1,2	0,48	1,2	19	10	
Двухрупорный, двухмодовый	0,75	0,68	1,6	0,55	1,2	19	10	
Двухрупорный, трехмодовый	0,75	0,81	1,6	0,55	1,2	19	10	
Двенадцатиру- порный	0,56	0,71	1,7	0,67	1,6	19	19	
Четырехрупор- ный, трехмодовый	0,75	0,81	1,6	0,75	1,6	19	19	

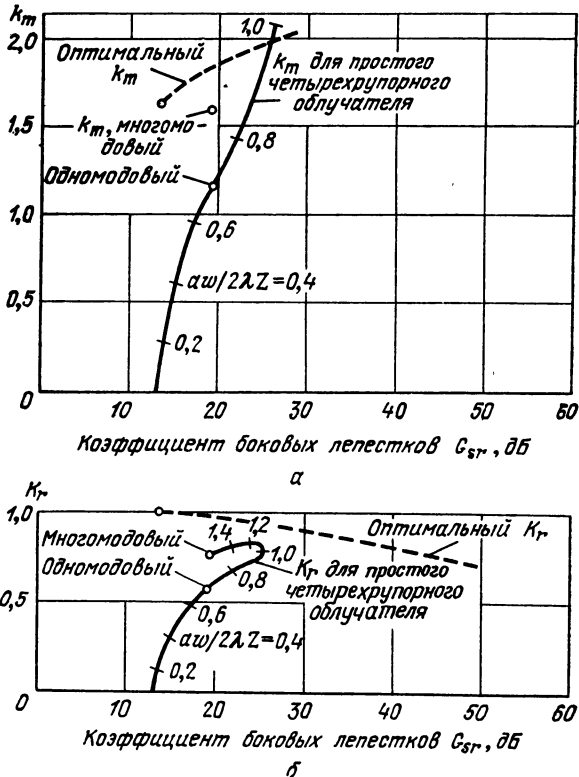


Рис. 2.7. Сравнение моноимпульсных систем с различными облучателями.

ленности, которые свойственны антенне с простым облучателем, и иметь в действительности значения G_{se} лучшие, чем при использовании оптимальных амплитудных распределений по раскрыву. Потери эффективности раскрыва при использовании простого четырехрупорного облучателя, отрегулированного на получение такой же крутизны разностной диаграммы направленности ($a \approx 2\lambda Z/w$), составляют около 2 дБ, а коэффициент боковых лепестков для разностной диаграммы направленности равен примерно 12 дБ.

Другой метод исследования параметров моноимпульсной системы был произведен Девелетом [12]. Им рассматривалась моноимпульсная система, работающая на принципе сравнения амплитуд сигналов двух отдельных, смещенных относительно геометрической оси антенны, гауссовых диаграмм направленности, ширина каждой из которых α_3 , уровень потерь на пересечение диаграмм направленности $L_k = 10 \lg [G(0)/G(\theta_k)]$, а ширина суммарной диаграммы направленности ψ (соответствующая используемой величине θ_3). Для гауссовой диаграммы направленности величина L_k определяется через угол отклонения ее оси от равносигнальной зоны θ_k и ширину диаграммы направленности α_3 следующим соотношением:

$$L_k = \frac{40 \ln 2}{\ln 10} \left(\frac{\theta_k}{\alpha_3} \right)^2. \quad (2.37)$$

Для случаев приема сигналов большой интенсивности полученные Девелетом соотношения можно представить

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_3} = \left[\frac{5}{(2L_k \ln 2 \ln 10) \mathcal{R}_k} \right]^{1/2} \left(\frac{\alpha_3}{\theta_3} \right) = \frac{1}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_k}}, \quad (2.38)$$

$$k_m = \left[\frac{2L_k \ln 2 \ln 10}{5} \right]^{1/2} \left(\frac{\theta_3}{\alpha_3} \right) = (4 \ln 2) \frac{\theta_k \theta_3}{\alpha_3^2}. \quad (2.39)$$

Здесь величина \mathcal{R}_k обозначает суммарный энергетический коэффициент для двух диаграмм направленности в точке их пересечения (т. е. на оси равносигнальной зоны). Соотношения между величинами k_m , θ_k , θ_3 и α_3 для различных уровней пересечения диаграмм направленности приведены на рис. 2.8. Из этих кривых следует, что при больших углах отклонения диаграмм можно получить и относительно большие значения k_m , однако в связи с уменьшением энергетического коэффициента на практике приходится ограничивать значения углов отклонения диаграмм величинами, равными примерно половине ширины каждой диаграммы направленности. При формировании слегка смещенных диаграмм направленности облучатели должны перекрываться в фокальной плоскости, в связи с чем анализ, проведенный Ханнаном, является более точным. Однако при размерах облучателя, близких $2\lambda Z/w$ и $L_k \approx 3$ дБ, результаты, полученные Ханнаном [10] и Девелетом [12], хорошо согласуются между собой.

При другом достаточно распространенном приближенном методе анализа моноимпульсных систем значения величин θ_3 и k_m определяются на основе измерений параметров реальных суммарной и разностной диаграмм направленности. Полученные при этом значения можно

сравнить с ранее вычисленными значениями и определить степень использования раскрыва антенны при установленных предельных уровнях боковых лепестков. В одном из таких случаев [19] было установлено, что диаграммы направленности с достаточно хорошей степенью точности можно описать следующими соотношениями:

$$F(\theta) \approx \sqrt{G_m} \cos^2 \left(\frac{1,18\theta}{\theta_3} \right), \quad (2.40)$$

$$F_d(\theta) \approx \sqrt{\frac{G_m}{2}} \sin \left(\frac{2,36\theta}{\theta_3} \right). \quad (2.41)$$

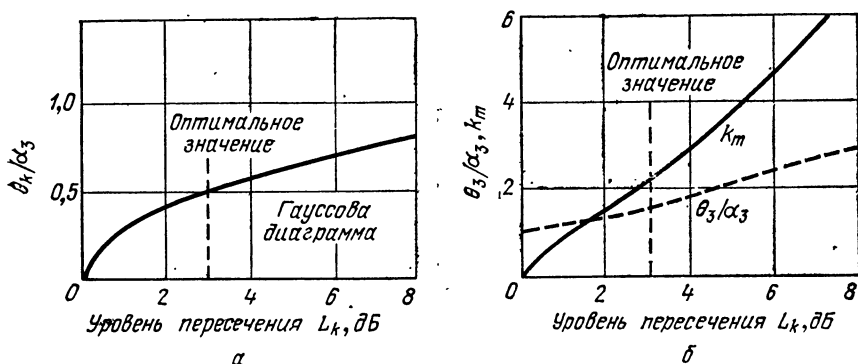


Рис. 2.8. Зависимость параметров моноимпульсной системы от уровня пересечения диаграмм направленности (по Девелету).

Следовательно,

$$k_m = \frac{\theta_3}{\sqrt{G_m}} \left. \frac{\partial F_d}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} \approx \frac{2,36}{\sqrt{2}} = 1,67.$$

В этом случае форма разностной диаграммы направленности является оптимальной (т. е. производной суммарной диаграммы направленности) и амплитуда определяется выражением (2.11). Этот результат был получен для антенной системы с многомодовым четырехрупорным облучателем одной из первоначальных конструкций. Выражения такого вида можно использовать для определения ошибок по величинам F_m (или G_m) и θ_3 , если других данных о размерах антенной системы или амплитудном распределении по раскрыву не имеется.

2.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИ РАЗВЕРТКЕ

Радиолокационная станция обнаружения

Оптимальную точность определения угловых координат радиолокационной станцией, антенна которой имеет один луч, проходящий через направление на цель с постоянной скоростью, можно выявить по аналогии с определением временного запаздывания сигнала [8]. Соответствующим этому случаю среднеквадратическим значением ширины

раскрыва является взвешенное по мощности значение \mathcal{L}_s , определяемое выражением (2.13)

$$\sigma_\theta = \lambda / \mathcal{L}_s \sqrt{\mathcal{R}} \quad (\text{при однократном использовании диаграммы направленности}), \quad (2.42)$$

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{R}_m}{L_p} = \frac{2n (S/N)_m}{L_p} \quad [\text{согласованный фильтр, см. выражение (1.36)}].$$

Нормированная ошибка при обзоре, случай однократного использования диаграммы направленности

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_3} = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_s \theta_3 \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{L_{p1}}}{k_{p1} \sqrt{2n (S/N)_m}}. \quad (2.43)$$

Используемая в этом выражении величина $k_{p1} = \mathcal{L}_s \theta_3 / \lambda$ представляет собой коэффициент крутизны для обзорной антенны, которая принимает сигнал от источника излучения с постоянной мощностью. Значения этого коэффициента для типовых амплитудных распределений по раскрыву приведены в табл. 2.2.

Если в РЛС для облучения цели используется та же антенна, что и для приема сигнала, необходимо взять большее среднеквадратичное значение ширины свертки раскрыва с самим собой \mathcal{L}_{s2} , позволяющее получить амплитудное распределение по раскрыву, при котором формируется диаграмма направленности, соответствующая ее двукратному использованию:

Нормированная ошибка при обзоре, случай двукратного использования диаграммы направленности

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_3} = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_{s2} \theta_3 \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{L_{p2}}}{k_{p2} \sqrt{2n (S/N)_m}}. \quad (2.44)$$

Для случая двукратного использования диаграммы направленности величина $k_{p2} = \mathcal{L}_{s2} \theta_3 / \lambda$, где значение \mathcal{L}_{s2} определяется путем свертки амплитудного распределения по раскрыву антенны на себя же. Численное значение члена $\sqrt{L_{p2}} / (k_{p2} \sqrt{2})$ находится в точном соответствии с результатами, полученными Сверлингом для гауссовой диаграммы направленности при развертке, если используемые им единицы заменить на принятые здесь [11]. Значения, приведенные в табл. 2.4 для двух экстремальных случаев, отличаются не более чем на 15% от следующего приближенного значения ошибки как в случае однократного, так и двукратного использования диаграммы направленности

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_3} \approx \frac{0,5}{\sqrt{n (S/N)_m}}. \quad (2.45)$$

Численные значения для других амплитудных распределений по раскрыву можно получить путем использования значений постоянных, лежащих в пределах 0,414—0,58, т. е. между значениями для равномерного и гауссового распределения в случае однократного использования диаграммы направленности.

Таблица 2.4

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕННЫ РЛС ОБНАРУЖЕНИЯ

Наименование параметра	Вид амплитудного распределения по раскрыву	
	гауссово	прямоугольное
Амплитудное распределение по раскрыву, $g(x)$	$\exp \left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2} \right]$	Равномерное в пределах w
Диаграмма направленности, $F(\theta)$	$\exp \left[-\frac{1,386\theta^2}{\theta_3^2} \right]$	$\frac{\sin (2,78\theta/\theta_3)}{2,78\theta/\theta_3}$
При однократном использовании диаграммы направленности		
среднеквадратичное значение ширины, \mathcal{L}_s ,	$\sqrt{2} \pi \sigma_x$	1,815w
потери на форму диаграммы, L_{p1}	0,94	0,886
крутизна, k_{p1}	1,18	1,607
постоянная, $\sqrt{L_{p1}}/(k_{p1}\sqrt{2})$	0,58	0,414
При двукратном использовании диаграммы направленности		
диаграмма направленности, $F^2(\theta)$	$\exp \left[-\frac{2,77\theta^2}{\theta_3^2} \right]$	$\left[\frac{\sin (2,78 \theta/\theta_3)}{2,78 \theta/\theta_3} \right]^2$
эквивалентное амплитудное распределение по раскрыву	$\exp \left[-\frac{x^2}{\sigma_x^2} \right]$	Треугольное в пределах $2w$
среднеквадратичное значение ширины, \mathcal{L}_{s2}	$2\pi\sigma_x$	1,988w
потери на форму диаграммы, L_{p2}	1,328	1,329
крутизна, k_{p2}	1,665	1,76
постоянная, $\sqrt{L_{p2}}/(k_{p2}\sqrt{2})$	0,490	0,463

Так как для удовлетворительного качества обнаружения целей значение величины $n(S/N)_m$ должно быть больше 25, ошибка из-за теплового шума не должна превышать $\theta_3/10$ при условии, что в РЛС обнаружения используется достаточно эффективно работающее устройство обработки сигналов.

РЛС сопровождения с конической разверткой

Выражение ошибки, обусловленной тепловым шумом, для РЛС сопровождения с конической разверткой аналогично по форме выражению (2.34) для случая моноимпульсной РЛС и выражению (2.43) для случая РЛС обнаружения.

Нормированная ошибка при конической развертке

$$\frac{\sigma_0}{\theta_3} = \frac{\sqrt{2}}{k_s \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{2L_k}}{k_s \sqrt{\mathcal{R}_m}} = \frac{\sqrt{L_k}}{k_s \sqrt{n(S/N)_m}}. \quad (2.46)$$

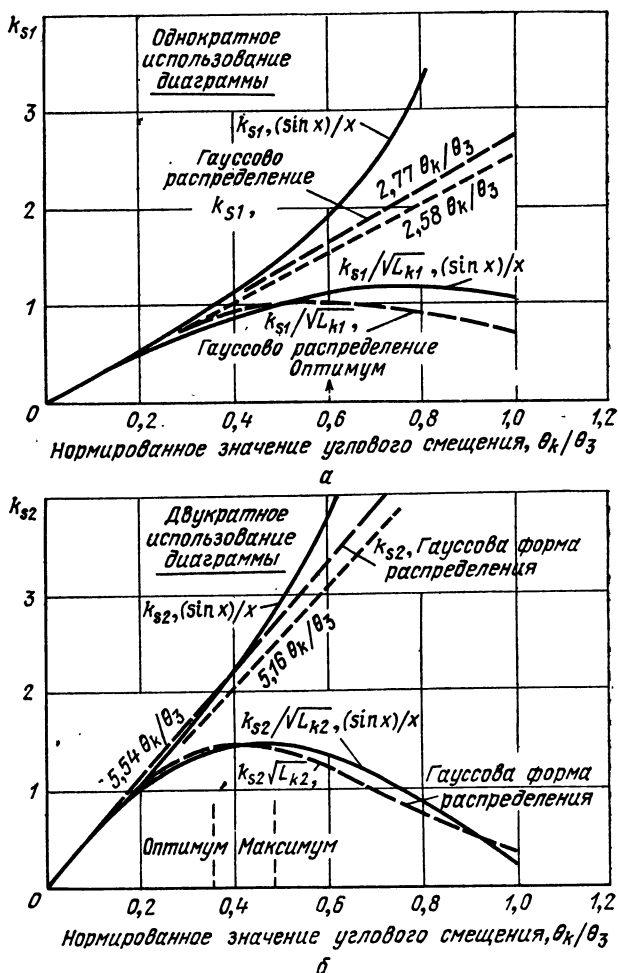


Рис. 2.9. Крутизна ошибки для системы с конической разверткой.

Потери на пересечение диаграмм L_k определяются смещением максимума диаграммы направленности относительно геометрической оси антенны

$$L_k = \frac{G_m}{G(\theta_k)} = \left[\frac{F_m}{F(\theta_k)} \right]^2. \quad (2.47)$$

Введение в числитель уравнения ошибки дополнительного множителя $\sqrt{2}$ эквивалентно внесению при измерениях дополнительных по-

терь в 3 дБ. Они могут быть отнесены за счет деления энергии сигнала между парой боковых полос, появляющихся при амплитудной модуляции сигнала с частотой развертки [11], или за счет того, что за время одного периода развертки на измерение каждой из угловых координат используется только половина энергии.

Нормированную угломерную чувствительность системы с конической разверткой можно представить в виде отношения $k_s/\sqrt{L_k}$, которое определяется непосредственно из основного выражения (2.10):

$$\frac{k_{s1}}{\sqrt{L_{k1}}} = \frac{\theta_3}{F_m} \left. \frac{\partial F}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_k} \quad (\text{при однократном использовании диаграммы направленности}), \quad (2.48)$$

$$\frac{k_{s2}}{\sqrt{L_{k2}}} = \frac{\theta_3}{G_m} \left. \frac{\partial G}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_k} = \frac{2k_{s1}}{L_{k1}} \quad (\text{при двукратном использовании диаграммы направленности}). \quad (2.49)$$

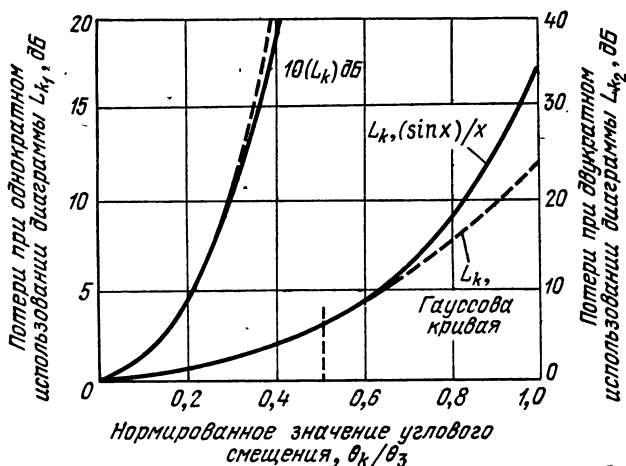


Рис. 2.10. Потери, обусловленные отклонением максимума диаграммы направленности от равносигнальной оси.

На графиках рис. 2.9 и 2.10 представлены кривые, характеризующие угломерные чувствительности и потери, вызываемые смещением максимума диаграммы направленности от оси равносигнальной зоны для случаев однократного и двукратного использования диаграммы направленности антенны при прямоугольном и гауссовом амплитудных распределениях по ее раскрыву. Так как значение нормированной крутизны сигнала ошибки вблизи ее максимума возрастает очень медленно, оптимальная рабочая точка радиолокационных систем выбирается относительно максимума обычно на участке, соответствующем меньшим потерям (как показано на графиках).

Соотношения между величиной k_s и оптимальной величиной k_m для моноимпульсных систем можно при малых углах смещения диаграммы направленности ($\theta_k < 0,3 \theta_3$) выразить через величину угла смещения

и среднеквадратичные значения ширины раскрыва

$$\frac{k_{s1}}{\sqrt{L_{k1}}} \approx \frac{\theta_3 \theta_k}{F_m} \frac{\partial^2 F}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=0} = \left[\frac{\mathcal{L}_\theta \theta_3}{\lambda} \right]^2 \left(\frac{\theta_k}{\theta_3} \right) \approx 2,65 \frac{\sigma_k}{\theta_3}, \quad (2.50)$$

$$\frac{k_{s1}}{\sqrt{L_{k1}}} \approx \frac{\mathcal{L}_s \theta_k}{\lambda} k_m \leq 0,6 k_m, \quad (2.51)$$

$$\frac{k_{s2}}{\sqrt{L_{k2}}} \approx 5,3 \frac{\theta_k}{\theta_3} = \frac{2\mathcal{L}_s \theta_k}{\lambda \sqrt{L_{k1}}} k_m \leq 0,8 k_m. \quad (2.52)$$

Сравнение реальных значений рис. 2.9 со значениями, приведенными на рис. 2.4, показывает, что угломерная чувствительность при конической развертке с однократным и двукратным использованием диаграмм направленности на 40—80% меньше оптимального значения k_m (без учета дополнительных потерь в 3 дБ, вызываемых модуляцией сигнала).

2.6. ВЛИЯНИЕ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Приведенные выше выражения для ошибки измерения угловых координат относятся к случаям, когда приемное устройство извлекает всю поступающую от антенной системы информацию об угловых координатах цели без какой-либо ее потери, за исключением лишь воздействия на принятый сигнал внутренних шумов приемника. В идеальном случае для этого необходимо когерентное накопление сигнала в течение всего периода наблюдения или измерения t_0 до его детектирования или какой-либо другой нелинейной обработки. Такой процесс аналогичен процессу обработки сигнала с помощью фильтра, согласованного со спектром сигнала, и осуществления последующего детектирования и формирования выборок сигналов в момент достижения ими максимального значения на выходе системы. Так как обнаружение цели требует, чтобы полный энергетический коэффициент \mathcal{K} значительно превышал единицу (обычно в 20 и более раз), потери детектирования или «подавление слабого сигнала» для этой когерентной схемы или схемы с согласованным фильтром будут незначительны.

В других случаях может потребоваться применять детектирование до окончного накопления, как показано на типовой схеме моноимпульсной системы, изображенной на рис. 2.11. Из нее следует, что перед детектированием сигнала ошибки производятся две операции: нормирование этого сигнала относительно амплитуды сигнала суммарного канала и фильтрация полосовым фильтром на промежуточной частоте. После детектирования видеосигнал ошибки проходит через фильтр, из сигнала формируются с помощью каскада стробирования по дальности выборки и происходит накопление их в фильтре нижних частот, которым может служить следящая система схемы сопровождения. Порядок следования этих операций в системе может изменяться (например, осуществляться стробирование сигнала по дальности не по видео-, а по промежуточной частоте), а некоторые операции вообще не производятся. Однако общие принципы работы всегда остаются почти без изменения в любой измерительной системе.

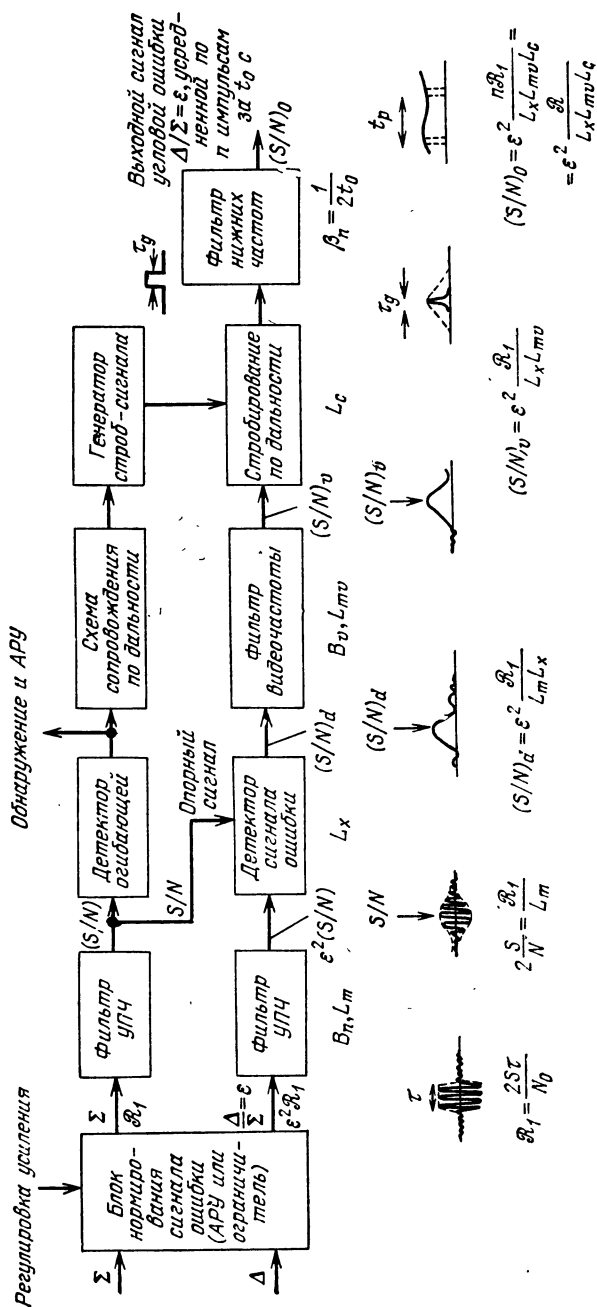


рис. 2.11. Типовая схема обработки сигнала ошибки моноимпульсной системы.

Некогерентная обработка сигнала

Основное внимание в оценке потерь при обработке принимаемых сигналов некогерентной системы следует обратить на снижение возможного отношения S/N по промежуточной частоте в n раз по числу импульсов, принимаемых за время наблюдения. Когда фазы последовательно поступающих в систему импульсов не могут быть предвычислены (сигналы не когерентны), отношение S/N определяется не энергетическим коэффициентом \mathcal{R} , а энергетическим коэффициентом для одиночного импульса \mathcal{R}_1

$$2S/N < \mathcal{R}_1 = \mathcal{R}/n \text{ [см. уравнение (1.30)]}.$$

Заметим при этом, что множитель n , как будет показано ниже, можно восстановить в случае обработки сигнала после детектирования при условии, что отношение S/N остается достаточно большим, чтобы можно было исключить потери при детектировании.

Потери в фильтре промежуточной частоты, L_m

Коэффициент потерь L_m характеризует, в какой мере величина отношения S/N по промежуточной частоте, имеющаяся на входе детектора в момент времени, когда огибающая сигнала достигает максимального значения, оказывается меньше, чем оптимальное значение для одиночного импульса

$$L_m \equiv \mathcal{R}_1/2 (S/N) \text{ [см. уравнение (1.30)]}.$$

Графики зависимостей L_m от B_n τ для различных фильтров и форм импульсов приведены в гл. 3. Необходимо отметить, что этот коэффициент используется в качестве промежуточного параметра для вычисления потерь детектирования и при окончательных вычислениях заменяется на коэффициент потерь согласования системы L_{mv} , который учитывает потери в фильтре видеочастоты.

Потери детектирования, L_x

Когда отношение S/N (суммарного канала моноимпульсной системы) не очень велико, возникают необратимые потери информации. Они выражаются соотношениями

$$L_x = C_a = \frac{(S/N)+1}{(S/N)} = \frac{S+N}{S} \text{ (моноимпульсные системы),} \quad (2.53)$$

$$L_x = C_d = \frac{2(S/N)+1}{2(S/N)} = \frac{2S+N}{2S} \text{ (системы с конической разверткой луча).} \quad (2.54)$$

Эти потери необходимо определять применительно к тому значению S/N , которое имеется на входе детектора в момент выборки сигнала ошибки. При $S/N > 10$ потери обычно невелики, если только последетекторная обработка сигнала производится достаточно эффективно. Коэффициенты C_a и C_d рассматривались Бартоном [11] на основе предшествующих работ Лаусона и Уленбека [20] и Давенпорта и Рута [21].

Если используется коэффициент L_x для уменьшения эффективного значения \mathcal{R} в выражении (2.27) и последующих формулах, то получаемые результаты находятся в полном соответствии с данными Манассе [6], Девелета [12] и Бартон [11], относящимися как к моноимпульсным системам, так и системам с конической разверткой.

Моноимпульсная РЛС, $B_n \tau > 2$

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} = \frac{\sqrt{(S/N)+1}}{k_m (S/N) \sqrt{2n B_n \tau}} \quad (2.55)$$

РЛС с конической разверткой, $B_n \tau > 2$

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} = \frac{\sqrt{2(S/N)+1}}{k_s (S/N) \sqrt{2n B_n \tau}} \quad (2.56)$$

В случае РЛС, работающей в режиме обнаружения, использование значения L_x , вычисленного по формуле (2.53) на основе усредненного отношения $(S/N)_m/L_p$, приводит к результатам, находящимся в полном соответствии с данными Сверлинга. Для случаев, когда фильтр промежуточной частоты согласован с единичным импульсом, получаем

РЛС обнаружения, $L_m = 1$

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} = \frac{\sqrt{L_p L_x}}{k_p \sqrt{2n (S/N)_m}} = \frac{\sqrt{(S/N)_m + L_p}}{k_p (S/N)_m} \frac{\sqrt{L_p}}{\sqrt{2n}} \quad (2.57)$$

РЛС обнаружения, однократное использование гауссовой диаграммы направленности, $(S/N)_m \ll 1$

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} \approx \frac{L_{p1}}{k_{p1} (S/N)_m \sqrt{2n}} = \frac{0,563}{(S/N)_m \sqrt{n}} \quad (2.58)$$

РЛС обнаружения, двукратное использование гауссовой диаграммы направленности, $(S/N)_m \ll 1$

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} \approx \frac{L_{p2}}{k_{p2} (S/N)_m \sqrt{2n}} = \frac{0,565}{(S/N)_m \sqrt{n}} \quad (2.59)$$

Используемая в последнем уравнении постоянная 0,565 сопоставима со значением 0,580, получаемым при преобразовании обозначений Сверлинга, к обозначениям, принятым в этой работе (см. [11]). Небольшое расхождение в величине постоянной обусловлено тем, что информация об угловых координатах цели получается при использовании боковых участков огибающей диаграммы направленности, для которых потери в среднем превышают L_p .

Потери согласования системы, L_{mv}

Если осуществляется короткая выборка сигнала ошибки с помощью узкого строга дальности в момент времени, когда амплитуда сигнала имеет максимальное значение, то потери согласования системы определяются шириной полосы пропускания элементов, предшествую-

ших каскаду стробирования по дальности. Потери в этих случаях вычисляются в соответствии с табл. 2.5, причем B_v обозначает ширину полосы пропускания по видеочастоте.

Таблица 2.5

ПОТЕРИ ПРИ МАЛОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ СТРОБА ДАЛЬНОСТИ,

$$\tau_g/\tau \ll 1/2 B_v\tau$$

Значения ширины полосы пропускания	Потери согласования
$B_n\tau \gg 2B_v\tau > 2$	$L_{mv} = 2B_v\tau$
$2B_v\tau \gg B_n\tau > 2$	$L_{mv} = B_n\tau$
$B_n\tau \gg 2B_v\tau$	Используется величина $2B_v\tau$ на графике рис. 3.17
$2B_v\tau \gg B_n\tau$	Используется величина $B_n\tau$ на графике рис. 3.17
$B_n\tau \approx 2B_v\tau$	Используется величина $B_n\tau/\sqrt{2} \approx \sqrt{2}B_v\tau$ на графике рис. 3.17
Фильтр согласован с огибающей спектра	$L_{mv} \approx 1,0$

Фильтрация после стробирования по дальности

Если длительность строба дальности выбирается достаточно большой с тем, чтобы проходило более одной шумовой выборки, то эффективная ширина полосы пропускания по видеочастоте, определяемая его шириной, будет равна $1/2\tau_g$, где τ_g длительность строба. В тех случаях, когда $2B_v\tau \gg \tau/\tau_g \gg 1$, величину $2B_v\tau$ при вычислении L_{mv} следует заменять на τ/τ_g . Формулы для определения потерь приведены в табл. 2.6.

Потери, обусловленные слишком широким стробом дальности, L_0

Если строб дальности настолько велик, что происходит накопление шумовых выборок, находящихся вблизи импульса сигнала, потери будут зависеть от характеристик детектора, выбора постоянной времени схемы, места включения каскада стробирования по дальности (на промежуточной или видеочастоте сигнала) и отношения S/N . Расчетные формулы для нескольких типичных случаев приведены в табл. 2.7. Используя эти соотношения, можно найти характеристики большинства встречающихся на практике систем.

Таблица 2.6

ПОТЕРИ ПРИ СРЕДНЕЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ СТРОБА ДАЛЬНОСТИ,
 $1/2 B_n \tau < \tau_g / \tau \leq 1$

Соотношения между шириной полосы пропускания и длительностью строба дальности	Потери согласования
$B_n \tau \gg \frac{\tau}{\tau_g} > 1$	$L_{mv} = \frac{\tau}{\tau_g}$
$\frac{\tau}{\tau_g} \gg B_n \tau > 2$	$L_{mv} = B_n \tau$
$\frac{\tau}{\tau_g} \gg B_n \tau$	Используется величина $B_n \tau$ на графике рис 3.17
$B_n \tau \approx \frac{\tau}{\tau_g} \geq 1$	Используется величина $\frac{B_n \tau}{\sqrt{2}} = \frac{\tau}{\sqrt{2} \tau_g}$ на графике рис. 3.17
$\frac{\tau}{\tau_g} < 1$	См. ниже

Таблица 2.7

ПОТЕРИ ПРИ ЧРЕЗМЕРНО ШИРОКОМ СТРОБЕ ДАЛЬНОСТИ, $\tau_g / \tau > 1$

Вид системы обработки сигнала	Потери, обусловленные чрезмерно широким стробом дальности
Фазочувствительный детектор ошибки, усиление по ПЧ за время действия строба постоянное, стробирование осуществляется на ПЧ или видеочастоте, $B_n \tau_g \gg 1$	$L_c = \frac{\tau_g}{\tau}$
Стробирование на ПЧ, фильтр ПЧ включен после каскада стробирования, $B_n \tau_g < 1$, детектор любой	$L_c = \frac{\tau_g}{\tau}$ (используется также при вычислении L_x)
Линейный детектор огибающей, усиление по ПЧ за время действия строба постоянное, стробирование осуществляется на ПЧ или видеочастоте, $B_n \tau_g \gg 1$, $S/N \gg 1$	$L_c = 1 + \frac{\tau_g - \tau}{\tau} \left(2 - \frac{\pi}{2} \right)$
То же, что и в предшествующем случае, но $S/N < 1$	$L_c = \frac{\tau_g}{\tau}$
Детектор огибающей, включенный до схемы фиксации пикового значения, $S/N > 10$	$L_c \approx 1$
Фазочувствительный детектор ошибки, включенный после схемы МАРУ или жестко ограничивающего нормализатора, стробирование на ПЧ, $B_n \tau_g \gg 1$ (или стробирование на видеочастоте, $B_n \tau \gg 1$)	$L_c \approx 1 + \frac{\tau_g - \tau}{\tau} \left(\frac{S}{N} \right)$

Примечание. Для предотвращения существенного ухудшения качества работы системы с МАРУ или с жестко ограничивающим нормализатором необходимо выполнение соотношения $\tau_g / \tau \leq 1$.

Ошибки нормирования в случае целей, находящихся не на равносигнальной оси антенны

Схема нормирования используется для регулирования коэффициента усиления системы в соответствии с амплитудой сигнала цели. При наличии теплового шума в процессе установки коэффициента усиления возникает ошибка, приводящая к изменениям в кажущихся положениях целей, лежащих не на равносигнальной оси антенны. Случай быстрого регулирования коэффициента усиления, когда амплитуда сигнала цели измеряется за тот же период времени, что и положение цели, был рассмотрен Шаренсоном [22]. Согласно проведенному им анализу на выходе канала измерения угловых координат имеется дополнительная шумовая составляющая, которая для целей, находящихся в пределах линейного участка кривой сигнала ошибки ($\theta < \theta_3/2$), пропорциональна углу отклонения направления на цель от равносигнальной оси антенны θ .

Ошибка для целей, находящихся не на равносигнальной оси антенны
мономпульсной системы

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_3} = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}{\theta_3} = \frac{\sqrt{L_\theta [1 + (k_m \theta / \theta_3)^2]}}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_m}}. \quad (2.60)$$

Первая составляющая σ_1 подобна ошибке, определяемой соотношением (2.34). Отличие состоит в том, что она больше ее из-за наличия потерь L_θ , которые характеризуют уменьшение сигнала, принимаемого за счет того, что цель находится не на равносигнальной оси антенны

$$\frac{\sigma_1}{\theta_3} = \frac{\sqrt{L_\theta}}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_m}} = \frac{1}{k_m \sqrt{\mathcal{R}}}. \quad (2.61)$$

Вторая составляющая σ_2 характеризует модуляцию сигнала ошибки шумом в процессе нормирования сигнала

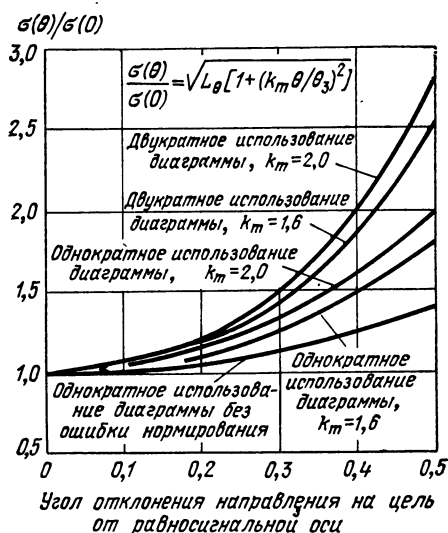
$$\frac{\sigma_2}{\theta_3} = \frac{(\theta / \theta_3) \sqrt{L_\theta}}{\sqrt{\mathcal{R}_m}} = \frac{(\theta / \theta_3)}{\sqrt{\mathcal{R}}}. \quad (2.62)$$

Потери L_θ при однократном использовании диаграммы направленности можно представить отношением $G_m/G(\theta)$, а при двукратном ее использовании — квадратом этого отношения. Кривые, характеризующие отношение ошибки для цели, находящейся не на геометрической оси антенны, к ошибке, которая имела бы место при нахождении той же самой цели на геометрической оси антенны (равное коэффициенту \mathcal{R}_m), приведены на графике рис. 2.12.

Если постоянная времени схем нормирования усиления меньше постоянной времени самой схемы измерений, то амплитуда и скорость изменения модуляции будут увеличиваться, а стандартное отклонение выходного сигнала после его прохождения через фильтр нижних частот останется в сущности тем же самым. Если же схема нормирования

усиления имеет большую постоянную времени, при которой за время измерения шум не может изменить усиление, дополнительная составляющая шума σ_2 отсутствует и тепловой шум на выходе схемы будет соответствовать нижней кривой рис. 2.12. Однако на выходе системы могут быть другие, большие ошибки, обусловленные, например, флюк-

Рис. 2.12. Отношение ошибки для цели, находящейся не на оси, к ошибке для той же цели на оси.



туациями отраженного от цели сигнала или систематической составляющей ошибки, вызванной неправильной калибровкой кривой сигнала ошибки при заданном значении коэффициента усиления.

Моноимпульсная система с разделением во времени

В тех случаях, когда влияние теплового шума на точность определения угловых координат не является критичным, две разностные диаграммы направленности антенны могут с помощью схемы временного разделения или коммутации подключаться к одному приемному каналу выделения угловой ошибки. Сигналы от суммарной диаграммы направленности поступают в отдельный приемный канал и нормирование, применяемое в моноимпульсных системах, сохраняется. Коммутация приводит к потере половины принятой энергии каждым каналом измерения координат (эффективному уменьшению n или R). Хотя потери, равные 3 дБ, и свойственны процессу восстановления информации об угловых координатах цели, системы с временным разделением сигналов более эффективны, чем «псевдомоноимпульсные» системы (или системы «с конической разверткой только приемной диаграммы направленности»), в которых двухкоординатный разностный сигнал вновь объединяется с суммарным сигналом в едином приемном канале. Как следует из соотношения (2.51), крутизна в системе с конической раз-

верткой однократно используемой диаграммы направленности не может быть настолько большой, как крутизна разностной диаграммы направленности моноимпульсной системы, а уменьшение используемой энергии на 3 дБ свойственно обеим системам.

2.7. КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

Основные уравнения, характеризующие влияние теплового шума на точность измерения угловых координат, повторно приведены в табл. 2.8. Эти уравнения справедливы для случаев оптимальной обработки сигналов от целей, находящихся на равносигнальной оси антенны или вблизи нее. Соотношения, учитывающие потери при обработке, приведены для РЛС всех трех типов в табл. 2.9. Наконец, соотношения для ошибок, возникающих при электрическом отклонении диаграммы направленности от оси антенны, приведены для моноимпульсных систем в табл. 2.10. Из нее следует, что развертка вокруг оси антенны эквивалентна уменьшению ширины раскрыва (или увеличению ширины диаграммы направленности) на множитель $1/\cos \theta$. Влияния потерь при обработке сигнала и измерения угловых координат при нахождении цели не на равносигнальной оси антенны можно учитывать и вводить в уравнения для систем с разверткой луча аналогичным образом. Эти уравнения в равной степени могут применяться для оценки ошибок, лежащих в плоскости, содержащей ось x ($\varphi = 0$), и в плоскости, содержащей ось y ($\varphi = 90^\circ$), при условии, что параметры, характеризующие коэффициенты крутизны и среднеквадратичную ширину раскрыва и диаграммы направленности антенны, используются применительно к соответствующей оси координат.

Таблица 2.8

ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОШИБОК ПРИ ИЗМЕРЕНИИ
УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Минимальное теоретическое значение

$$(\sigma_\theta)_{min} = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_0 \sqrt{\mathcal{R}_0}} = \frac{1}{K_0 \sqrt{\mathcal{R}_0}}. \quad (2.26)$$

Моноимпульсная РЛС

$$\sigma_\theta = \frac{1}{K \sqrt{\mathcal{R}_0}} = \frac{\sqrt{\eta_a}}{K \sqrt{\mathcal{R}_m}}. \quad (2.27)$$

Моноимпульсная РЛС, ошибка, нормированная относительно ширины диаграммы направленности

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} = \frac{1}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_m}}. \quad (2.38)$$

РЛС обнаружения (однократное использование диаграммы направленности)

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_s \theta_s \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{L_{p1}}}{k_{p1} \sqrt{\mathcal{R}_m}} \approx \frac{0,5}{\sqrt{n} (S/N)_m}. \quad (2.43)$$

$$\frac{\sigma_\theta}{\theta_s} = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_s \theta_s \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{L_{p1}}}{k_{p1} \sqrt{\mathcal{R}_m}} \approx \frac{0,5}{\sqrt{n} (S/N)_m}. \quad (2.45)$$

РЛС обнаружения (двукратное использование диаграммы направленности)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\lambda}{\mathcal{L}_{s2}\theta_s\sqrt{R}} = \frac{\sqrt{L_{p2}}}{\sqrt{k_{p2}}} \approx \frac{0,5}{\sqrt{n(S/N)_m}}. \quad (2.44)$$

РЛС с конической разверткой луча

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{2L_k}}{k_s\sqrt{\mathcal{R}_m}}. \quad (2.45)$$

Предполагается, что ось диаграммы направленности перпендикулярна раскрыву, $\theta \ll 1$ рад.

Обработка сигнала оптимальная, $S/N > 10$, $L_{mv} \approx 1,0$, $L_c \approx 1,0$.

Ошибка нормирования отсутствует.

Энергетический коэффициент и среднеквадратичная ошибка определяются применительно к одному и тому же периоду измерений t_0 , т. е. $\mathcal{R} = 2 B_n t_0 (S/N)_{av} = 2 n (S/N)$.

Таблица 2.9

НОРМИРОВАННОЕ ЗНАЧЕНИЕ ОШИБКИ СОПРОВОЖДЕНИЯ
ПРИ НЕОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА

Моноимпульсная РЛС

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{L_x L_{mv} L_c}}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_m}} = \frac{\sqrt{(S/N)+1}}{k_m (S/N)} \frac{\sqrt{L_{mv} L_c}}{\sqrt{2nL_m}}.$$

Моноимпульсная РЛС с широкой полосой пропускания по ПЧ ($L_m = B_n \tau > 2$)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{(S/N)+1}}{k_m (S/N)} \frac{\sqrt{L_{mv} L_c}}{\sqrt{2nB_n \tau}}.$$

Моноимпульсная РЛС с узкой полосой пропускания по ПЧ
($L_m = L_{mv}$, $B_n \tau < 1$, $B_n \tau < 2B_v \tau$)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{(S/N)+1}}{k_m (S/N)} \frac{\sqrt{L_c}}{\sqrt{2n}}.$$

РЛС с конической разверткой (выражено через энергетический коэффициент \mathcal{R}_m на оси диаграммы направленности)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{2L_k L_x L_{mv} L_c}}{k_s \sqrt{\mathcal{R}_m}}.$$

РЛС с конической разверткой (выражено через отношение $(S/N)_m$ на оси диаграммы направленности)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{2(S/N)_m + L_k}}{k_s (S/N)_m} \frac{\sqrt{L_k L_{mv} L_c}}{\sqrt{2nL_m}}.$$

РЛС с конической разверткой (выражено через отношение S/N для равносигнальной оси)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{2(S/N)+1}}{k_s(S/N)} \frac{\sqrt{L_{mv} L_c}}{\sqrt{2nL_m}}$$

РЛС обнаружения (обычно $L_m \approx L_{mv}$, так как оптимальное стробирование нельзя использовать)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{(S/N)_m + L_p}}{k_p(S/N)_m} \frac{\sqrt{L_p L_{mv} L_c}}{\sqrt{2nL_m}} \approx \frac{0,5 \sqrt{(S/N)_m + L_p}}{(S/N)_m} \sqrt{\frac{L_c}{n}}$$

Таблица 2.10

ОШИБКИ СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ, НАХОДЯЩИХСЯ НЕ НА РАВНОСИГНАЛЬНОЙ ОСИ АНТЕННЫ

Моноимпульсная РЛС, цель не на оси диаграммы направленности антенны ($L_{\theta} = G_m/G(\theta)$ при однократном использовании и $[G_m/G(\theta)]^2$ при двукратном использовании диаграммы направленности антенны)

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{\sqrt{L_{\theta} [1 + (k_m \theta/\theta_s)^2]}}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_m}} = \frac{\sqrt{1 + (k_m \theta/\theta_s)^2}}{k_m \sqrt{\mathcal{R}}} \quad (2.60)$$

Моноимпульсная РЛС, диаграмма направленности отклонена от равносигнальной оси антенны на угол θ

$$\sigma_{(\sin \theta)} = \frac{1}{K \sqrt{\mathcal{R}_0}}$$

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{K \cos \theta \sqrt{\mathcal{R}_0}}$$

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta_s} = \frac{1}{k_m \cos \theta \sqrt{\mathcal{R}_m}}, \quad \text{где } \theta_s \text{ определяется для диаграммы направленности, максимум которой совпадает с равносигнальной осью антенны, а } \mathcal{R}_m \text{ — энергетический коэффициент для цели, направление на которую измеряется углом } \theta$$

$$\frac{\sigma_{\theta}}{\theta'_s} = \frac{1}{k_m \sqrt{\mathcal{R}_m}}, \quad \text{где } \theta'_s \text{ и } \mathcal{R}_m \text{ определяются для реальной диаграммы направленности, находящейся под углом } \theta \text{ относительно равносигнальной оси антенны}$$

Общие рекомендации по методике расчета

1. Моноимпульсные системы

а) Если площадь раскрыва антенны и остальные характеристики РЛС и цели известны, то необходимо определить энергетический коэффициент \mathcal{R}_0 для идеально согласованной системы, воспользовавшись для этого выражением (1.22) или соответствующей формулой для случая радиолокационного ответчика. Когда в качестве исходных данных служит отношение сигнал/шум для цели, находящейся на равносиг-

нальной оси антенны, $(S/N)_m$, следует определить энергетический коэффициент \mathcal{R}_m , пользуясь выражениями (1.30) — (1.33);

б) Затем, если известно амплитудное распределение по раскрыву для разностной диаграммы направленности $g_d(x, y)$, необходимо найти с помощью выражения (2.23) относительную крутизну разностной диаграммы направленности K и, используя выражение (2.27), ошибку для случая оптимальной обработки сигнала;

в) Если вместо амплитудного распределения по раскрыву известен вид рупорного облучателя моноимпульсной антенны, следует определить величину K , пользуясь результатами анализа Ханнана (рис. 2.5—2.7);

г) Когда известны только ширина суммарной диаграммы направленности θ_3 и коэффициент боковых лепестков G_{sr} , а система проектируется из расчета получения минимальной ошибки сопровождения, следует предположить, что РЛС имеет оптимальную (являющуюся производной от суммарной) разностную диаграмму направленности, и определить по графику рис. 2.4 крутизну k_m . По соотношению (2.34) надо найти ошибку;

д) Если известны результаты измерений реальных суммарной и разностной диаграмм направленности антенны, следует определить графическим способом, используя выражение (2.9), величину k_m . При отсутствии конкретных данных следует принять, что $k_m \approx 1,5$;

е) Пользуясь материалом разд. 2.6, необходимо вычислить потери при обработке сигнала L_x , L_{mv} и L_c и использовать полученные значения в соответствии с табл. 2.9. Если измерения проводятся для цели, находящейся не на оси антенны, следует воспользоваться рис. 2.12 и табл. 2.10;

ж) Если окончательное значение ошибки σ_θ превышает $\theta_3/6$, цель будет находиться вне линейного участка кривой, характеризующей крутизну разностной диаграммы направленности, и сопровождение окажется невозможным.

2. РЛС о б н а р у ж е н и я

а) Если параметры РЛС известны, необходимо определить, воспользовавшись выражениями (1.34) и (1.26), отношение $(S/N)_m$, соответствующее положению цели на равносигнальной оси антенны, и количество импульсов, попадающих на цель за время одного периода обзора. Если исходными данными является вероятность обнаружения (коэффициент эффективности обнаружения), следует найти по кривым обнаружения (см. например [11]) соответствующие значения n $(S/N)_m$ и \mathcal{R} ;

б) Если подробные данные об амплитудном распределении по раскрыву, характеризующие более точные значения \mathcal{L}_s или крутизны k_p (см. разд. 2.5), отсутствуют, необходимо использовать для определения величины ошибки приближенную формулу (2.45);

в) Пользуясь материалом, изложенным в разд. 2.6, следует определить потери при обработке сигнала L_x , L_{mv} и L_c и использовать полученные значения в соответствии с табл. 2.9;

г) При отсутствии других данных следует принять согласно выражению (2.45), что $\sigma_\theta = \theta_3/10$ при n $(S/N)_m = 25$.

3. РЛС сопровождения с конической разверткой

а) Следует определить значение \mathcal{N}_m по формуле (1.27), используя коэффициенты усиления, соответствующие направлению, совпадающему с геометрической осью антенны, или, если задано отношение $(S/N)_m$, по уравнениям (1.30) — (1.33);

б) По известному углу θ_k или по величине потерь L_k , обусловленных смещением максимума диаграммы направленности от равносигнальной оси антенны, следует по графику рис. 2.9 найти эффективную крутизну $k_3/\sqrt{L_k}$ для случаев однократного или двукратного использования диаграммы направленности в зависимости от режима работы. Затем по формуле (2.46) надо установить величину ошибки;

в) Пользуясь материалами, изложенными в разд. 2.6, необходимо определить потери при обработке сигнала L_x , L_{mv} и L_c и использовать полученные значения в соответствии с табл. 2.9;

г) Если окончательное значение ошибки σ_θ превышает $\theta_3/6$, цель будет находиться вне линейного участка кривой, характеризующей крутизну, и сопровождение станет невозможным.

ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА

При рассмотрении вопросов измерения дальности или временного запаздывания используются основные положения, изложенные в гл. 1, и на их базе выводятся серия формул, подобных по своей структуре формулам для измерения угловых координат, приведенным в гл. 2. Для простоты все соотношения будут представляться через временные параметры (в виде временных функций), а не через параметры дальности. Преобразование временных функций в функции дальности для двукратного (в прямом и обратном направлении) случая распространения радиолокационного сигнала при отражении зондирующего сигнала или его переизлучении радиолокационным ответчиком можно осуществить с помощью простого соотношения

$$R = t_d c / 2. \quad (3.1)$$

Та же постоянная $c/2$ связана как с ошибкой измерения дальности σ_r , так и с ошибкой измерения временного запаздывания σ_t .

Скорость распространения света в вакууме c равна $c = 2,997925 \times 10^8$ м/с $= 9,835692 \times 10^8$ фут/с $= 1,618750 \times 10^5$ морских миль/с.

Поэтому преобразование можно представить в следующем виде:

$$\frac{t_d}{R} = \frac{\sigma_t}{\sigma_r} = \frac{2}{c} = 6,671281 \times 10^{-9} \text{ с/м} = 2,033410 \times 10^{-9} \text{ с/фут} = 12,35521 \times 10^{-6} \text{ с/ морских миль}.$$

Поправки, которые необходимо вводить в эти величины при распространении сигнала через атмосферу, рассмотрены в приложении Г.

Факторами, определяющими способность РЛС измерять временное запаздывание между моментами излучения и приема некоторого определенного сигнала при наличии теплового шума, являются:

1. Ширина полосы частот сигнала и его спектральная плотность в пределах этой полосы.

2. Относительная реакция приемника РЛС на различные спектральные составляющие сигнала.

3. Отношение общей энергии сигнала, принятой за период измерения, к спектральной плотности шума.

4. Метод, используемый для обработки сигнала и выделения «энергетического центра», фронта и других необходимых характеристик принимаемого сигнала.

В этой главе будут систематизированы соотношения между шириной полосы частот сигнала, шириной полосы пропускания приемника, спектральными распределениями, частотной характеристикой, длительностью сигнала, отношением сигнал/шум и ошибкой измерения временного запаздывания для наиболее часто используемых сигналов и схем измерения запаздывания. Сначала рассматриваются ошибки измерения для случая одиночного, ограниченного по полосе частот им-

пульсного сигнала, энергия которого достаточно велика по сравнению со спектральной плотностью шума. При этом принимается, что для извлечения всей возможной информации о дальности цели будет применяться линейная обработка огибающей сигнала. В последующих разделах теоретические положения распространяются на пачку импульсов при учете нелинейных явлений и существующих реальных потерь. Будет показано, что теоретические положения можно в равной степени применить как к случаю непрерывно работающих дифференциаторов (метод «переброса крутизны»), так и к случаю временных дискриминаторов, работающих в предварительно установленной точке развертки дальности (метод «расщепленного строба»).

3.1. ПАРАМЕТРЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА И ФИЛЬТРА

Теория определения временного запаздывания для случая применения согласованных фильтров рассмотрена во многих капитальных трудах по радиолокации (см. например, Вудворда [2] и Сколника [8]). Чтобы применить эти теоретические положения к общему случаю использования реальных (не точно согласованных) фильтров, надо ввести отдельные обозначения для сигнала на входе системы, а также для характеристик фильтров и сигнала на выходе системы. Хотя в методике расчета ошибки измерения дальности будет применяться та же последовательность действий, что и при анализе процесса измерения угловых координат, которая приведена в гл. 2, соотношения окажутся более сложными, поскольку в них используются дополнительные величины, характеризующие сигнал на входе системы. Основные соотношения, указывающие на подобие и различие между угловыми измерениями и измерениями временного запаздывания, а также выражения, применимые для общего случая и случая использования согласованного фильтра при измерении временного запаздывания, сведены в табл. 3.1.

Прямую аналогию между измерениями угловых координат и временного запаздывания можно провести применительно к частному случаю, когда равномерный спектр сигнала перекрывает полосу пропускания приемника. При этом весовые функции приемника, описывающие сигнал на выходе системы $H(f) = A_x(f)/A_m$, являются аналогом $g(x)$; $a_x(t)$ — аналогом $F(\theta)$ и $\beta_x = \beta_{x1}$ аналогом $\mathcal{L}_\theta/\lambda$. Несколько иные аналогии связывают угловые измерения в случае равномерной развертки диаграммы направленности $F(\theta)$ с измерениями временной задержки сигналов соответствующей формы $a(t)$. Ниже выводятся соотношения для общего случая и показано применение их в нескольких специфических примерах.

Упрощенная блок-схема рассматриваемой системы изображена на рис. 3.1. В реальных системах принятый сигнал усиливается усилителем промежуточной частоты, а когерентный фазовый детектор или детектор огибающей может быть использован для выделения огибающей модуляции. Схему можно подразделить на две основные части: элементы, которые создают маркерный сигнал для обозначения некоторой характерной точки принятого импульсного сигнала, и элементы,

Таблица 3.1

**СРАВНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ
И ВРЕМЕННОГО ЗАПАЗДЫВАНИЯ**

	Измерение угловых координат	Измерение временного запаздывания	
		общий случай	случай согласованного фильтра
Координаты	Расстояние x вдоль раскрыва; угол θ	Частота f ; время t	Частота f ; время t
Функции, описы- вающие сигнал на входе системы	Плоская волна вдоль оси x ; точечный источ- ник по углу	Спектр напряже- ния $A(f)$; огibaющая сиг- нала $a(t)$	Спектр напряжения $A(f)$; огibaющая сигнала $a(t)$
Весовая функция приемной системы	Амплитудное рас- пределение по раскрыву $g(x)$; диаграмма направ- ленности $F(\theta)$	Передаточная характеристика $H(f)$; весовая функция $h(t)$	$H(f) = A^*(f)/A_m$ $h(-t) = a^*(t)/A_{1,1}$
Функция, описы- вающая сигнал на выходе системы	Идентичная $g(x)$; $F(\theta)$	$A_x(f) = H(f)A(f)$ $a_x(t) = a(t) \otimes h(t)$	$A_x(f) = A(f) ^2/A_m$ $a_x(t) = a(t) \otimes a^* \times$ $\times (-t)/A_m$
Размер элемента разрешения (по точкам половин- ной мощности): сигнала, приемной си- стемы, сигнала на выходе	 Ширина источ- ника ≈ 0 Ширина диаграм- мы направленно- сти θ_s Ширина диаграм- мы направленно- сти θ_s	 τ_{3a} τ_{3h} τ_{3x}	 τ_{3a} $\tau_{3h} = \tau_{3a}$ $\tau_{3x} \equiv \tau_0$
Производная весо- вой функции	$g_d(x) =$ $= (j2\pi x \mathcal{L}_s)g(x)$	$H_d(f) =$ $= (j2\pi f/\beta_h)H(f)$	$H_d(f) = (j2\pi f/\beta_a) \times$ $\times A^*(f)/A_m$
Среднеквадратич- ная ширина ¹⁾ : энергетического спектра сигнала, спектра сигнала (по напряжению), весовой функции (по мощности), весовой функции (по напряжению), сигнала на выходе системы (по на- пряжению)	 ∞ ∞ $\mathcal{L}_s < 1,63 \lambda/\theta_s$ $\mathcal{L}_\theta \approx 1,63 \lambda/\theta_s$ $\mathcal{L}_0 \approx 1,63 \lambda/\theta_s$	 $\beta_a < 1,63/\tau_{3a}$ $\beta_{a1} \approx 1,63/\tau_{3a}$ $\beta_h < 1,63/\tau_{3h}$ $\beta_{h1} \approx 1,63/\tau_{3h}$ $\beta_x \approx 1,63/\tau_{3x}$	 $\beta_a \approx 1,63/\tau_a$ — $\beta_h = \beta_a$ — $\beta_x = \beta_a$

¹⁾ Соотношения между среднеквадратичными значениями ширины полосы и длительности сигнала применимы только к монохроматическим сигналам (без фазовой модуляции). По этому вопросу см. разд. 3.3.

измеряющие запаздывание этого маркерного сигнала относительно соответствующей точки зондирующего импульса.

В этой главе будет дан анализ работы первой части системы, предельная точность измерений которой определяется шумом на входе системы. Так как при анализе не будут использоваться абсолютные значения напряжений сигналов, можно считать, что коэффициент усиления приемника в центре его полосы пропускания равен единице, а приемник отрегулирован таким образом, что суммарный и разностный каналы имеют одинаковые шумы на выходе своих детекторов. В таком случае на выходе правильно сфазированного когерентного детектора

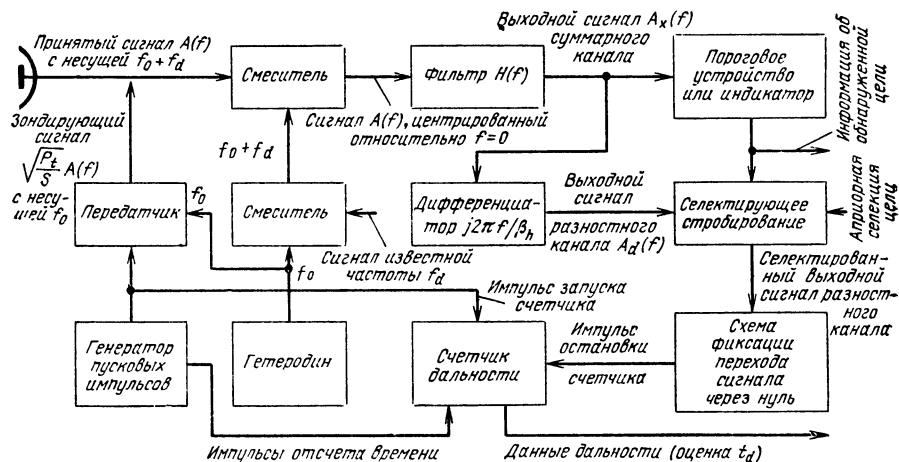


Рис. 3.1. Упрощенная блок-схема измерителя дальности.

будет создаваться сигнал, соответствующий максимальным значениям модулированной несущей, поступающей на вход этого детектора, а отношение сигнал/шум по мощности будет на выходе детектора в два раза больше, чем на его входе.

Для детектора огибающей аналогичное явление будет иметь место при больших отношениях сигнал/шум, так как квадратурные составляющие шума не окажут влияние на сигнал на выходе детектора. В формулах для шумовой ошибки будет использоваться отношение $2S'/N$ или удвоенное значение энергетического коэффициента $\mathcal{R} = 2E/N_0$, которое соответствует указанному случаю подавления квадратурных составляющих шума.

Основные характеристики сигнала и фильтра приведены на рис. 3.2. Функции, описывающие сигналы на входе системы и на выходе суммарного канала, являются четно-симметричными относительно $f = 0$ и $t = 0$. Сигнал на выходе дифференциатора имеет нечетную симметрию. Введем ошибку по времени ε_t , обозначающую, что момент времени, соответствующий максимуму кривой напряжения на выходе фильтра, несколько отстает относительно запаздывания сигнала t_d , обусловленного дальностью до цели. Таким образом, приведенные

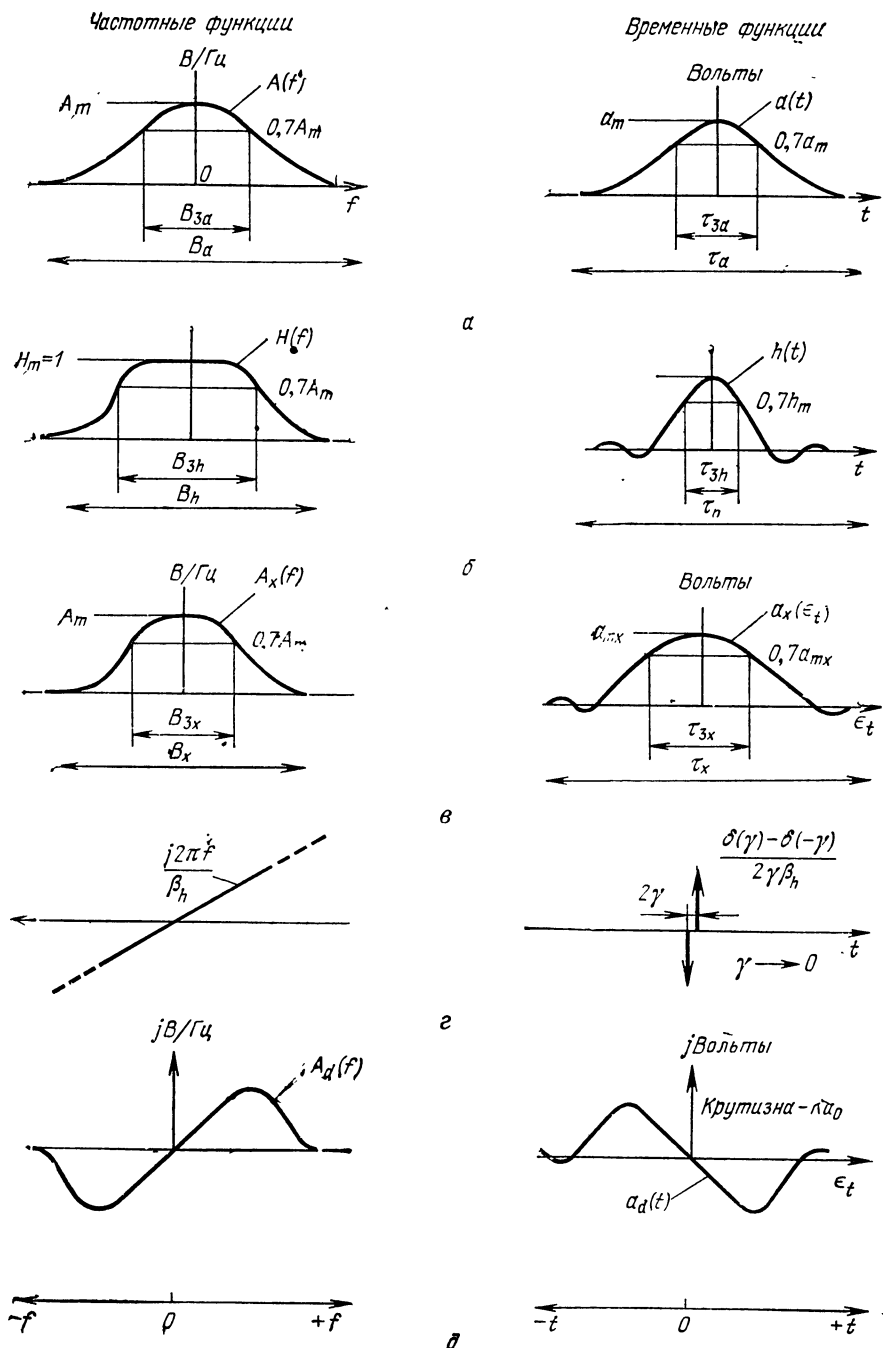


Рис. 3.2. Характеристики сигнала и фильтра:

а — огибающая сигнала на входе системы; б — характеристики фильтра; в — сигнал на выходе суммарного канала; г — характеристика идеального дифференциатора; д — сигнал на выходе разностного канала.

в гл. 1 уравнения функции, выраженные через t_d , будут представлены здесь через ε_i . В последующем рассмотрении схем, использующих метод расщепленного строба, величина ε_i будет обозначать смещение строба относительно сигнала.

При описании полной ширины полосы частот сигнала и фильтра, а также полной длительности сигнала B_a и τ_a , B_h и τ_h или B_x и τ_x необходимо отметить, что ограниченный по спектру сигнал имеет в принципе бесконечно большую длительность. Аналогично сигнал, ограниченный по времени, занимает бесконечно большой участок частот. Однако при практических измерениях можно не учитывать те участки спектра или огибающей сигнала, которые значительно меньше максимального значения (например, 0,01 или в крайнем случае 0,001). Так как полная ширина рассматриваемых функций не может быть описана точно, будет использоваться ширина, определяемая по уровню половинной мощности (точкам 3 дБ) и обозначаемая индексом 3, а также эквивалентная (шумовая) ширина, обозначаемая индексом n . Объяснение термина «эквивалентная ширина» будет дано ниже.

Первоначально будут использоваться комплексные функции модуляции, для которых $\dot{f} = 0$ определяет несущую частоту. При рассмотрении вопросов практического применения функция $a(t)$ будет обычно характеризовать реальную форму сигнала, за исключением случаев анализа линейно-модулированных по частоте сигналов с равномерным спектром.

Описание сигнала на входе системы

Принятый системой сигнал от точечной цели, распространяющийся в свободном пространстве, представляет собой сильно ослабленную, задержанную по времени и сдвинутую по частоте за счет эффекта Доплера копию зондирующего сигнала. Предполагается, что доплеровский сдвиг частоты можно устранить вместе с несущей частотой при помощи входного смесителя и выделить низкочастотную функцию модуляции, которая описывает огибающую сигнала и ее фазу. Первоначально будет рассматриваться одиночный, неповторяющийся сигнал с конечной энергией $E_1 \gg N_0$, где N_0 — спектральная плотность шума на входе системы.

Функции, характеризующие сигнал, приведены в табл. 3.1. Ширина шумовой полосы и эквивалентная длительность сигнала определяются соотношениями

$$B_{na} \equiv \frac{1}{A_m^2} \int_{B_a} |A(f)|^2 df \text{ Гц}, \quad (3.2)$$

$$\tau_{na} \equiv \frac{1}{a_m^2} \int_{\tau_a} |a(t)|^2 dt \text{ с.} \quad (3.3)$$

Энергия сигнала, когда несущая частота модулирована сигналом $a(t)$, равна

$$E_1 = \frac{A_m^2 B_{na}}{2} = \frac{a_m^2 \tau_{na}}{2} \text{ Вт. с.} \quad (3.4)$$

«Пиковая» мощность сигнала (средний квадрат напряжения в максимуме огибающей сигнала) составляет

$$S_a = \frac{\sigma_m^2}{2} = \frac{E_1}{\tau_{na}} \text{ Вт.} \quad (3.5)$$

Возможность обнаружения и измерения параметров сигнала зависит от величины энергетического коэффициента $\mathcal{R}_1 = 2 E_1/N_0$.

Описание приемного фильтра

Характеристики приемного фильтра в суммарном канале системы измерения дальности описываются передаточной характеристикой в частотной области и импульсной характеристикой или весовой функцией во временной области (см. табл. 3.1). Будем считать, что характеристики фильтра имеют максимум при $f = 0$ и $t = 0$, хотя эти опорные точки могут оказаться сдвинутыми и примут другие значения из-за влияния соответствующих элементов схемы. Ширина шумовой полосы и эквивалентная длительность весовой функции определяются соотношениями

$$B_{nh} \equiv \int |H(f)|^2 df, \text{ Гц;} \quad (3.6)$$

$$\tau_{nh} \equiv \frac{1}{h_m^2} \int |h(t)|^2 dt, \text{ с.} \quad (3.7)$$

Усиление фильтра, равное единице, получается на низких частотах, когда

$$\begin{aligned} H_m &= H(0) = 1, \\ \int_{\tau_h} h(t) dt &= H_m = 1, \\ h_m^2 &= \frac{B_{nh}}{\tau_{nh}} \quad H_m^2 = \frac{B_{nh}}{\tau_{nh}}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Последнее соотношение выводится из выражений (3.6) и (3.7) на основании теоремы Парсеваля.

Выходной сигнал фильтра

Выходной сигнал приемного фильтра описывается спектром A_x и огибающей сигнала a_x , выражения для которых приведены в табл. 3.1. Огибающая сигнала является функцией отклика $\psi(\varepsilon_t, 0)$ системы при отсутствии сдвига частоты (см. гл. 1), т. е. при устраненном доплеровском сдвиге частоты

$$\begin{aligned} a_x(\varepsilon_t) &= \psi(\varepsilon_t, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) A(f) \exp(j2\pi f \varepsilon_t) df = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\varepsilon_t - t) a(t) dt. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Максимальное напряжение на выходе фильтра в точке, для которой $\varepsilon_t = 0$, определяется соотношением

$$a_{mx} = a_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) A(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} h(-t) a(t) dt. \quad (3.10)$$

Максимальная мощность сигнала на выходе фильтра равна

$$S_x = a_{mx}^2/2, \quad (3.11)$$

а средняя мощность шума на выходе фильтра составляет

$$N = N_0 B_{nh}. \quad (3.12)$$

Вычисление отношения сигнал/шум на промежуточной частоте с помощью уравнения радиолокации позволяет непосредственно определить величину отношения S_x/N , если при этом учитываются потери на согласование фильтра, как это сделано в выражениях (1.34) и (1.35). С целью упрощения формул здесь не применяется индекс x , а для обозначения отношения сигнал/шум на выходе фильтра используется выражение S/N , за исключением особо оговоренных случаев.

Эффективность согласования фильтра

Параметры для частного случая использования согласованного фильтра приведены в табл. 3.2. Передаточная характеристика этого фильтра является комплексно-сопряженной величиной по отношению к спектру сигнала и определяет наибольшее возможное значение S/N на выходе фильтра. Используя это значение как исходное, можно опре-

Таблица 3.2

ЧАСТНЫЙ СЛУЧАЙ: СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР

$$\begin{aligned}
 H(f) &= \frac{A^*(f)}{A_m}, \quad A_x(f) = \frac{|A(f)|^2}{A_m} \\
 B_a &= B_h = B_x \\
 \tau_x &= 2\tau_a = 2\tau_h \\
 \tau_{3x} &\equiv \tau_0 \\
 \tau_{na} &= \tau_{nh} \\
 a_{mx} &\equiv a_0 = A_m B_{na} = \frac{2E_1}{A_m} \\
 S_x &= \frac{a_0^2}{2} = E_1 B_{na} \\
 N &= N_0 B_{na} \\
 \frac{2S_x}{N} &= \frac{2E_1}{N_0} = \mathcal{R}_1 \\
 n &= 1
 \end{aligned}$$

делить эффективность согласования фильтра любого другого типа для одиночного импульса из выражения

$$\eta_f \equiv \frac{2(S_x/N)}{\mathcal{R}_1} = \frac{\Psi^2(0,0)/N}{\Psi_0^2(0,0)/N_0 B_{na}} = \frac{a_{mx}^2/N_0 B_{nh}}{a_0^2/N_0 B_{na}} = \frac{a_{mx}^2}{2E_1 B_{nh}} =$$

$$= \frac{\left| \int_{B_x} A(f) H(f) df \right|^2}{\int_{B_a} |A(f)|^2 df \int_{B_h} |H(f)|^2 df} \quad (3.13)$$

Величина, обратная η_f , представляет собой коэффициент потерь согласования фильтра L_m , рассмотренный в гл. 1. Эффективность согласования фильтра при измерении дальности для случаев, когда равномерный спектр сигнала занимает всю полосу $B_a = B_h$, аналогична определяемой соотношением (2.3) эффективности раскрыва. Это соответствует случаям облучения раскрыва антенны плоской волной.

Чувствительность к ошибке

Чувствительность системы к ошибке при измерении временного запаздывания определяется через производные выходного сигнала разностного канала, как показано в табл. 3.3. В рассматриваемой здесь модели все фильтры объединены в один фильтр суммарного канала $H(f)$ и разностный сигнал получается путем идеального дифференцирования выходного сигнала суммарного канала $a_x(t)$. Нормировочный множитель $1/\beta_h$ вводится с тем, чтобы приравнять среднеквадратичное значение напряжения шума на выходе разностного канала среднеквадратичному значению напряжения шума на выходе суммарного канала, а кроме того, чтобы придать ему размерность напряжения. Коэффициенты крутизны определяются аналогично случаю измерения угловых координат; при этом используются те же самые обозначения.

Таблица 3.3

ПАРАМЕТРЫ РАЗНОСТНОГО КАНАЛА

$A_d(f) = \frac{j2\pi f}{\beta_h} A_x(f)$ — амплитудный спектр разностного канала, В/Гц

$a_d(e_t) = \frac{1}{\beta_h} \frac{da_x}{de_t}$ — огибающая напряжения разностного сигнала, В

$N_d = N = N_0 B_{nh}$ — средний квадрат шума на выходе, Вт

$\sqrt{B_{nh}/B_{na}}$ — отношение реального напряжения шума на выходе к напряжению шума на выходе согласованного фильтра

$K \equiv \frac{-\sqrt{B_{na}/B_{nh}}}{a_0} \frac{da_d}{de_t} \Big|_{e_t=0}$ — относительная крутизна характеристики разностной диаграммы

$K_0 \equiv$ максимально возможное значение K для данного сигнала

$K_r \equiv K/K_0$ — нормированная крутизна характеристики разностного канала = $=(\sigma_t)_{\min}/\sigma_{t_1}$ для данного сигнала с энергией E_1

Трем приведенным ниже величинам «среднеквадратичных значений ширины полосы» можно дать определения, позволяющие описать характеристики сигналов и фильтров. Они связаны со вторыми производными трех типов сигналов, которые могут быть воспроизведены различными элементами системы и использоваться для вычисления чувствительности системы к ошибке.

$$\beta_a \equiv \left[\frac{\int_{B_a} (2\pi f)^2 |A(f)|^2 df}{\int_{B_a} |A(f)|^2 df} \right]^{1/2} \quad \text{— среднеквадратичная ширина энергетического спектра сигнала по Вудворду [2].} \quad (3.14)$$

$$\beta_a^2 = - \frac{1}{a_0} \frac{d^2 a_x}{d\varepsilon_l^2} \Big|_{\varepsilon_l=0} \quad \text{— нормированная вторая производная реального сигнала, прошедшего через согласованный фильтр,} \quad (3.15)$$

$$\beta_h \equiv \left[\frac{\int_{B_h} (2\pi f)^2 |H(f)|^2 df}{\int_{B_h} |H(f)|^2 df} \right]^{1/2} \quad \text{— среднеквадратичная ширина квадрата передаточной характеристики фильтра (аналог \mathcal{L}_s),} \quad (3.16)$$

$$\beta_h^2 = \frac{-1}{a_{mx}} \frac{d^2 a_x}{d\varepsilon_l^2} \Big|_{\varepsilon_l=0} \quad \text{— нормированная вторая производная сигнала на выходе, когда на вход подается сигнал, согласованный относительно фильтра,} \quad (3.17)$$

$$\beta_x \equiv \left[\frac{\int_{B_x} (2\pi f)^2 |A(f) H(f)|^2 df}{\int_{B_x} |A(f) H(f)|^2 df} \right]^{1/2} \quad \text{— среднеквадратичная ширина спектра напряжения сигнала на выходе,} \quad (3.18)$$

$$\beta_x^2 = \frac{-1}{a_{mx}} \frac{d^2 a_x}{d\varepsilon_l^2} \Big|_{\varepsilon_l=0} \quad \text{— нормированная вторая производная реального сигнала на выходе фильтра.} \quad (3.19)$$

Величина β_h также представляет собой нормировочный множитель для разностного канала, определяющий величину отношения среднеквадратичного значения шума на выходе дифференциатора к среднеквадратичному значению шума на его входе.

Формула для крутизны характеристики разностного канала K , являющейся мерой чувствительности сигнала к ошибке, приведена в табл. 3.3. Она представляет собой отношение крутизны напряжения сигнала разностного канала к среднеквадратичному значению шума, нормированное относительно отношения сигнал/шум по напряжению для согласованного фильтра (см. табл. 3.2). Это эквивалентно определению крутизны по напряжению как части a_0 , приходящейся на единицу угловой ошибки, а также определению напряжения шума как части $\sqrt{N_0 B_{na}}$. Значение K можно непосредственно выразить через средне-

квадратичные значения ширины полосы рассмотренных выше функций и эффективность фильтра.

Крутизна характеристики разностного канала

$$K = \frac{-\sqrt{B_{na}/B_{nh}}}{a_0 \beta_h} \frac{d^2 a_x}{d\varepsilon_l^2} \Big|_{\varepsilon_l=0} = \frac{a_{mx}}{a_0} \sqrt{\frac{B_{na}}{B_{nh}}} \frac{\beta_x^2}{\beta_h} = \frac{\beta_x^2}{\beta_h} \sqrt{\eta_f}. \quad (3.20)$$

Нормированная крутизна характеристики разностного канала может быть выражена также через среднеквадратичные значения ширины полос и эффективность согласования фильтра

$$K_r \equiv \frac{K}{K_0} = \frac{\beta_x^2}{\beta_a \beta_h} \sqrt{\eta_f}, \quad (3.21)$$

причем идеальная крутизна характеристики разностного канала (согласованного фильтра) равна просто $K_0 = \beta_a$. Эти выражения полезны в тех случаях, когда известны функции, описывающие сигнал и фильтр в частотной области. Значения β_a и β_h можно получить непосредственно из таблиц, приведенных ниже и в приложениях. Значения как β_x , так и η_f должны вычисляться для каждой комбинации спектра сигнала и передаточной характеристики фильтра или для известной формы выходного сигнала фильтра при использовании соотношения (3.19)

3.2. ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ШУМОВЫХ ОШИБОК

Идеальный случай (согласованный фильтр)

Соотношение, выведенное Вудвордом [2] и представленное в гл. 1 как выражение (1.19), определяет для данного спектра сигнала минимальную ошибку при измерении временного запаздывания. Оно применимо в том случае, когда запаздывание измеряется относительно максимума выходного сигнала согласованного фильтра.

Минимальная теоретическая ошибка (согласованный фильтр)

$$(\sigma_t)_{min} = \frac{1}{\beta_a \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{1}{K_0 \sqrt{\mathcal{R}}}. \quad (3.22)$$

Здесь \mathcal{R} обозначает отношение удвоенной полной энергии сигнала, поступающей в приемник, к мощности шума, приходящейся на единицу полосы пропускания, а величина β_a определяется соотношением (3.14). Так как согласованный фильтр накапливает всю энергию, содержащуюся во всех импульсах, принятых за интервал измерения, это соотношение применимо как к случаю измерения запаздывания по одиночному импульсу, так и случаю его измерения по нескольким импульсам, при условии, что все импульсы имеют одинаковый спектр. Значения β_a для различных спектров сигнала содержатся в табл. 3.4, а анализ применительно к специальному случаю использования прямоугольного импульса приведен в разд. 3.4.

Таблица 3.4

ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛОВ И ФИЛЬТРОВ

Спектр $A(f)$ или передаточная характе- ристика $H(f)$	$B_a \tau_{3a},$ $B_h \tau_{3h}$	$B_{3a}/B_a,$ B_{3h}/B_h	$B_{na}/B_a,$ B_{nh}/B_h	$\beta_a/B_a,$ β_h/B_h	$\beta_{a1}/B_a,$ β_{h1}/B_h	$\beta_a \tau_{3a},$ $\beta_h \tau_{3h}$	$\beta_{a1} \tau_{3a},$ $\beta_{h1} \tau_{3h}$
Прямоугольные, $A(f)=1$	0,886	1,000	1,000	1,81	1,81	1,607	1,607
Треугольные, $A(f)=1- 2f/B $	1,276	0,293	0,333	0,994	1,28	1,268	1,636
Параболические, $A(f)=1-2f^2/B^2$	0,972	0,765	0,718	1,53	1,66	1,481	1,613
Параболические, $A(f)=1-4f^2/B^2$	1,155	0,541	0,533	1,188	1,407	1,372	1,624
Косинусоидальные, $A(f)=\cos(\pi f/B)$	1,189	0,500	0,500	1,136	1,370	1,350	1,629
Типа «косинус- квадрат». $A(f)=\cos^2 \times$ $\times(\pi f/B)$	1,441	0,367	0,375	0,89	1,134	1,283	1,636
Типа «косинус в четвертой степени», $A(f)=\cos^4(\pi f/B)$	1,853	0,263	0,313	0,669	0,886	1,240	1,645
Гауссовой формы, $A(f)=\exp(-f^2/2\sigma_a^2)$ (при $B=6\sigma_a$)	$\begin{matrix} 1) \\ 1,59 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1) \\ 0,278 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1) \\ 0,295 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1) \\ 0,74 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1) \\ 1,048 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1,177 \\ 1,177 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1,665 \\ 1,665 \end{matrix}$

¹⁾ Для гауссова спектра $\tau_a \sigma_a = \sqrt{\ln 2} / \pi$, $B_a / \sigma_a = 2\sqrt{\ln 2}$, $B_h / \sigma_a = \sqrt{\pi}$, $\beta_a / \sigma_a = \sqrt{2\pi}$, $\beta_h / \sigma_a = 2\pi$.

Несогласованный фильтр

Когда фильтр приемника не согласован со спектром сигнала, отношение сигнал/шум на выходе фильтра, предшествующего дифференциатору, уменьшается и шумовая ошибка возрастает. Для одиночного импульса с энергетическим коэффициентом \mathcal{R}_1 ошибка равна

Ошибка измерения временного запаздывания при несогласованном фильтре

$$\sigma_{t_1} = \frac{1}{K \sqrt{\mathcal{R}_1}} = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K \sqrt{2S/N}} = \frac{1}{K \sqrt{2L_m S/N}}. \quad (3.23)$$

Если, используя соотношение (3.20), выразить крутизну сигнала ошибки через параметры частотной характеристики предшествующего дифференциатору фильтра суммарного канала, то получим

$$\sigma_{t_1} = \frac{\beta_h}{\beta_x^2 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} = \frac{\beta_h}{\beta_x^2 \sqrt{2S/N}}. \quad (3.24)$$

Эффективность согласования фильтра η , и среднеквадратичная ширина полосы β_x должны определяться для каждой комбинации сигнал — фильтр в соответствии с выражениями (3.13) и (3.19), тогда как β_h является характеристикой только фильтра, определяемой выражением (3.16). Для большинства комбинаций сигнал — фильтр можно использовать приближенные значения величины β_x , определяемые на основе раздельных параметров сигнала и фильтра, приведенных в табл. 3.4.

$$\frac{1}{\beta_x^2} \approx \frac{1}{\beta_{a1}^2} + \frac{1}{\beta_{h1}^2}. \quad (3.25)$$

$$\beta_{a1} \equiv \left[\frac{\int_{B_a} (2\pi f)^2 |A(f)| df}{\int_{B_a} |A(f)| df} \right]^{1/2} \quad \text{— среднеквадратичная ширина спектра напряжения сигнала.} \quad (3.26)$$

$$\beta_{a1}^2 = - \frac{1}{a_m} \frac{a_1^2}{dt^2} \Big|_{t=0} \quad \text{— нормированная вторая производная реального сигнала, прошедшего через фазо-скомпенсированный широкополосный фильтр.} \quad (3.27)$$

$$\beta_{h1} \equiv \left[\frac{\int_{B_h} (2\pi f)^2 |H(f)| df}{\int_{B_h} |H(f)| df} \right]^{1/2} \quad \text{— среднеквадратичная ширина передаточной характеристики фильтра.} \quad (3.28)$$

$$\beta_{h1}^2 = - \frac{1}{h_m} \frac{d^2 h}{dt^2} \Big|_{t=0} \quad \text{— нормированная вторая производная импульсной характеристики реального фильтра.} \quad (3.29)$$

3.3. ОШИБКА, НОРМИРОВАННАЯ ОТНОСИТЕЛЬНО ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСА

Нормировка ошибки и крутизны разностного канала относительно определяемой по уровню половинной мощности длительности импульса на выходе схемы приводит к упрощению соотношений для «монокроматических» сигналов (т. е. сигналов, не имеющих внутриимпульсной частотной модуляции или кода). Это связано с тем, что измеряемая по уровню половинной мощности длительность таких сигналов весьма хорошо соответствует второй производной в центре импульса

$$\beta_{a1}\tau_{3a} \approx \beta_{h1}\tau_{3h} \approx \beta_x\tau_{3x} \approx 1,63. \quad (3.30)$$

Это соотношение в определенных пределах применимо также и к случаю прямоугольного импульса, описанному в разд. 3.4. Таким образом, для согласованного фильтра $\beta_a = \beta_x$, $\tau_0 = \tau_{3x}$ и

Минимальная теоретическая ошибка, нормированная относительно длительности импульса на выходе фильтра

$$\frac{(\sigma_t)_{min}}{\tau_0} = \frac{1}{\beta_a \tau_0 \sqrt{\mathcal{R}}} \approx \frac{1}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}}}. \quad (3.31)$$

Для общего случая несогласованного фильтра имеем

$$\frac{\sigma_{i1}}{\tau_{3x}} = \frac{1}{K\tau_{3x}\sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{(\beta_h/\beta_x)}{1,63\sqrt{\eta_f\mathcal{R}_1}}. \quad (3.32)$$

Ошибку можно выразить также в виде некоторой части длительности импульса на входе фильтра путем введения «коэффициента расширения импульса» $K_h = \tau_{3x}/\tau_{3a}$. При этом получается следующее выражение:

Ошибка, нормированная относительно длительности импульса на входе фильтра

$$\frac{\sigma_{i1}}{\tau_{3a}} = \frac{1}{K\tau_{3a}\sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{K_h\beta_h/\beta_x}{1,63\sqrt{\eta_f\mathcal{R}_1}}. \quad (3.33)$$

Нормированная крутизна характеристики разностного канала $K\tau_{3a}$ является удобной мерой качества работы системы. Ниже будут вычислены и представлены в виде графиков ее значения для некоторых частных случаев, представляющих определенный интерес при анализе работы систем. Использование этого параметра следует рекомендовать как в связи с тем, что он является безразмерным, так и потому, что для квазиоптимальных систем обычно его значение лишь незначительно превышает единицу. Таким образом, если точные данные относительно формы сигнала и характеристики фильтра ниже уровня половинной мощности отсутствуют, достаточно хорошую оценку ошибки можно получить, подставив $K\tau_{3a} = 1$ в любое из соотношений, определяющих величину ошибки.

В общем случае, зная функции, описывающие сигнал и фильтр, можно использовать соотношения (3.25) и (3.30) для выражения нормированной крутизны как функции эффективности согласования фильтра и параметров, приведенных в табл. 3.4

$$K\tau_{3a} \approx 1,63 \frac{r}{1+r^2} \frac{\beta_{h1}}{\beta_h} \sqrt{\eta_f}. \quad (3.34)$$

Здесь $r \equiv \beta_{h1}/\beta_{a1}$ и коэффициент η_f являются мерами взаимной согласованности фильтра и сигнала, а β_{h1}/β_h есть функция только характеристики фильтра (отметим, что $1 \leq \beta_{h1}/\beta_h \leq 2$). Коэффициент расширения импульса также является функцией r

$$K_h \approx \frac{\beta_{a1}}{\beta_x} = \sqrt{\frac{1+r^2}{r^2}}. \quad (3.35)$$

Случай гауссовых спектра сигнала и характеристики фильтра

Параметры монохроматического импульса гауссовой формы, прошедшего через фильтр с гауссовой характеристикой, приведены в табл. 3.5. Отношение стандартных отклонений двух функций $r = \sigma_h/\sigma_a$ определяет эффективность согласования, коэффициент расширения импульса и нормированную крутизну сигнала ошибки. Графи-

ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ СЛУЧАЯ ГАУССОВЫХ СПЕКТРА ИМПУЛЬСА
И ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА

$$\left. \begin{aligned} A(f) &= A_m \exp(-f^2/2\sigma_a^2) = A_m \exp(-2\pi^2 \sigma_t^2 f^2) \\ a(t) &= a_m \exp(-t^2/2\sigma_t^2) = a_m \exp(-2\pi^2 \sigma_a^2 t^2) \end{aligned} \right\}, \text{ где } \sigma_t = 1/2\pi\sigma_a$$

$$H(f) = \exp(-f^2/2\sigma_h^2) = \exp(-2\pi^2 \sigma_c^2 f^2), \text{ где } \sigma_c = 1/2\pi\sigma_h$$

$$A_x(f) = A_m \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_x^2}\right) = A_m \exp\left(-\frac{f^2(\sigma_a^2 + \sigma_h^2)}{2\sigma_a^2 \sigma_h^2}\right)$$

$$a_x(t) = a_{mx} \exp(-t^2/2\sigma_0^2) = a_{mx} \exp(-2\pi^2 \sigma_x^2 t^2)$$

$$\sigma_a \sigma_t = \sigma_x \sigma_0 = 1/2\pi$$

$$r \equiv \frac{\beta_{h1}}{\beta_{a1}} = \frac{\sigma_h}{\sigma_a}$$

$$\frac{\sigma_x}{\sigma_a} = \frac{B_{3x}}{B_{3a}} = \frac{\tau_{3a}}{\tau_{3x}} = \frac{1}{K_h} = \sqrt{\frac{r^2}{1+r^2}}$$

$$B_{3h} \tau_{3a} = \frac{2r \ln 2}{\pi} = 0,44r$$

$$\eta_f = \frac{2r}{1+r^2}$$

$$K = 4\pi\sigma_a \left(\frac{r}{1+r^2}\right)^{3/2} = \frac{4\sqrt{\ln 2}}{\tau_{3a}} \left(\frac{r}{1+r^2}\right)^{3/2} = \frac{3,33}{\tau_{3a}} \left(\frac{r}{1+r^2}\right)^{3/2}$$

$$K_0 = \beta_a = \sqrt{2} \pi \sigma_a = \frac{\sqrt{2 \ln 2}}{\tau_{3a}} = \frac{1,177}{\tau_{3a}}$$

$$K_r \equiv \frac{K}{K_0} = \left(\frac{2r}{1+r^2}\right)^{3/2}$$

$$\sigma_{t1} = \frac{1}{K \sqrt{\mathcal{R}_1}} = \frac{\tau_{3a}}{3,33} \sqrt{\frac{(1+r^2)^3}{r^3 \mathcal{R}_1}}$$

$$(\sigma_t)_{min} = \frac{\tau_{3a}}{1,177 \sqrt{\mathcal{R}}} \text{ для } r=1.$$

ки этих величин приведены на рис. 3.3. Из него следует, что при больших рассогласованиях нормированная крутизна сигнала ошибки уменьшается пропорционально величинам r или $1/r$ (в зависимости от того, какая из этих величин больше единицы), взятым в степени $3/2$. Коэффициент \sqrt{r} или $\sqrt{1/r}$ можно применить к случаю рассогласования фильтра суммарного канала, что приведет к уменьшению отношения сигнал/шум, или оставить r или $1/r$ при рассогласовании относительно первой производной характеристики.

Случай гауссова спектра импульса и прямоугольной характеристики фильтра

Чтобы проиллюстрировать точность аппроксимации при использовании соотношений (3.34) и (3.35), приведем точные и приближенные определения степени воздействия гауссовым импульсом на фильтр с прямоугольной характеристикой. Эффективность согласования и крутизну для этого случая можно установить через интеграл вероятности $\operatorname{erf} x$, который выражается следующим соотношением:

$$\operatorname{erf} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-x}^x \exp(-t^2) dt.$$

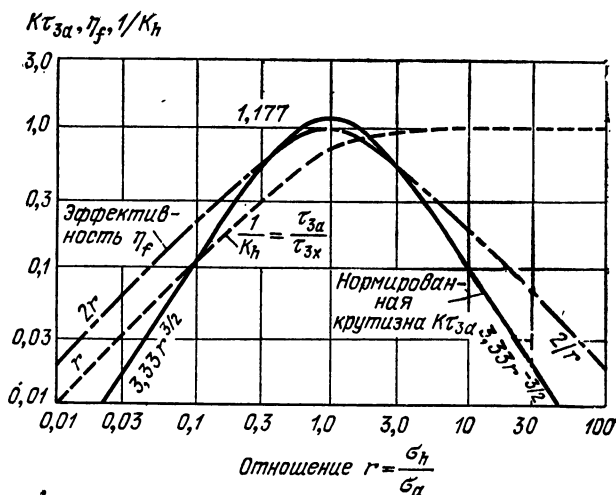


Рис. 3.3. Крутизна и эффективность при гауссовом импульсе и фильтре с гауссовой характеристикой.

Если принять $x = B_h/\sqrt{8} \sigma_a$, то $\exp(-x^2)$ соответствует относительной спектральной плотности $A(f)/A_m$ на каждом краю полосы пропускания фильтра ($f = \pm B_h/2$). Тогда, согласно выражению (3.13)

$$\eta_f = \frac{\left[\frac{1}{A_m} \int_{-B_h/2}^{B_h/2} A(f) df \right]^2}{\frac{B_h}{A_m^2} \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{(\operatorname{erf} x)^2}{x}.$$

Кроме того, $\beta_{h1} = \beta_h = \pi B_h/\sqrt{3}$, $r = x\sqrt{2/3}$ и

$$K_h = \sqrt{(1,5 + x^2)/x^2},$$

$$K\tau_{3\alpha} = \sqrt{6 \sqrt{\pi/2} \ln 2} x^{-3/2} \left[\operatorname{erf} x - \frac{2}{\sqrt{\pi}} x e^{-x^2} \right].$$

Кривые, характеризующие значения этих величин как функций нормированной ширины полосы пропускания фильтра $B_h \tau_{3a} \approx 0,75 x$, представлены на графике рис. 3.4 вместе со значениями, полученными при приближенных вычислениях. Отметим сходство форм этих кривых и кривых, изображенных на рис. 3.3. Оптимум $K\tau_{3a}$ имеет место при ширине полосы пропускания, несколько превышающей ширину полосы, при которой получается наибольшая эффективность согласования. Приближенные значения находятся в точном соответствии с точными

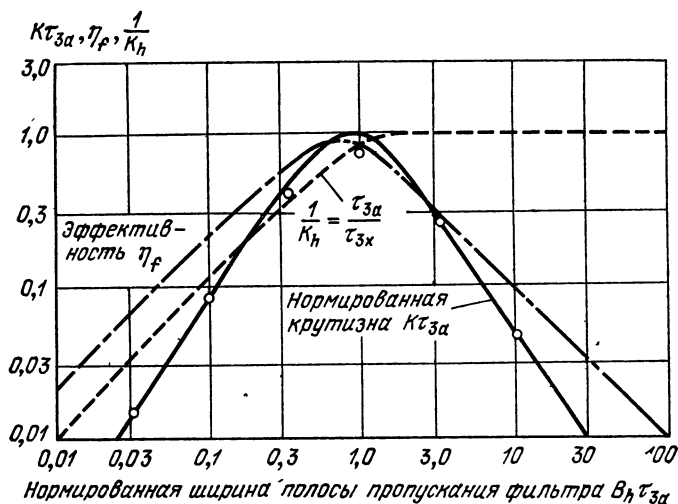


Рис. 3.4. Крутизна и эффективность при гауссовом импульсе и фильтре с прямоугольной характеристикой.

Кружками обозначены значения $K\tau_{3a}$, вычисленные по формуле (3.34).

значениями во всех точках кривой, за исключением точек, находящихся у ее вершины, где они снижают действительное значение крутизны. Если считать, что поскольку получить на практике идеальную прямоугольную характеристику фильтра невозможно и что ее очертания в меньшей или большей степени соответствуют гауссовой кривой, то станет очевидным, что приближенные вычисления, основанные на использовании соотношения (3.25), оказываются при инженерных расчетах достаточно точными для большинства комбинаций характеристик фильтров и форм сигналов.

Случай равномерного спектра и применения сжатия импульса

Случай, когда сигнал имеет равномерную спектральную плотность $A(f) = A_m$ в пределах полосы B_a , представляет интерес с той точки зрения, что он охватывает примеры использования сигнала с идеальной линейной частотной модуляцией и других типов сигналов с обогащенным спектром, а, кроме того, позволяет провести аналогию между исследованием сигналов и антенны. В табл. 3.6 приведены специальные

**СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ СЛУЧАЯ РАВНОМЕРНОГО СПЕКТРА
И ПРЯМОУГОЛЬНОГО ИМПУЛЬСА $B_a \tau_a \gg$**

$A(f) = A_m$ в пределах полосы частот $B_a = B_{3a} = B_{na} \gg B_h$

$|a(t)| = a_m$ в пределах временного интервала $\tau_a = \tau_{3a} = \tau_{na} \leq \tau_h$

$A_x(f) = A_m H(f)$, когда фильтр приемника согласован относительно фазы сигнала и имеет спадающую к краям весовую характеристику

$$E_1 = \frac{A_m^2 B_a}{2} = \frac{a_m^2 \tau_a}{2}$$

$$\beta_a = \beta_{a1} = \frac{\pi B_a}{\sqrt{3}} = K_0 = \frac{1,607}{\tau_0}$$

$$\beta_x = \beta_{h1}$$

$$\eta_f = \frac{1}{B_a B_{nh}} \left[\int_{B_h} |H(f)| df \right]^2$$

$$(\sigma_t)_{min} = \frac{\sqrt{3}}{\pi B_a \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\tau_0}{1,607 \sqrt{\mathcal{R}}} \quad (\text{согласованный фильтр } B_a \tau_0 = 0,886)$$

$$\sigma_{t1} = \frac{\beta_h}{\beta_{h1}^2 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} = \frac{\tau_a (\beta_h / \beta_{h1})}{1,607 K_c \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} = \frac{\tau_a (\beta_h / \beta_{h1}) K_h}{1,81 D \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}}$$

$$K = \frac{\left| \int_{B_h} (2\pi f)^2 H(f) df \right|}{\left[B_a \int_{B_h} (2\pi f)^2 |H(f)|^2 df \right]^{1/2}} = \frac{\beta_{h1}^2 \sqrt{\eta_f}}{\beta_h} \quad \{\text{см. уравнение (2.20)}\}$$

соотношения для этого случая в предположении, что характеристика фильтра не выходит за ширину спектра сигнала и что сигнал на входе фильтра имеет плоскую часть в пределах τ_a .

Единственное различие между анализами этого случая и антенной системы заключается в определениях величин η_f и τ_0 , так как для фильтра предполагается, что энергия сигнала занимает полосу B_a , которая может превышать ширину полосы фильтра B_h . В исследованиях же антенных систем рассматривается только та часть падающей волны, которая попадает в раскрыт антенны.

При анализе процессов сжатия сигнала используется такая величина, как коэффициент сжатия K_c , характеризующий отношение длительности импульса на входе фильтра к его длительности на выходе (длительности импульсов измеряются на уровне половинной мощности)

$$K_c = \tau_a / \tau_{3x}$$

Для согласованного фильтра $\tau_{3x} = \tau_0 = 0,886 / B_a$ и $(K_c)_{max} = 1,13 B_a \tau_a$. Другой величиной, используемой для характеристики таких сигналов, является коэффициент широкополосности¹ $D = B_a \tau_a$ (известный также как база сигнала или произведение длитель-

¹ У авторов — коэффициент дисперсии. (Прим. ред.)

ности импульса на ширину его спектра). Этот коэффициент приближенно равен коэффициенту сжатия, который может быть достигнут при использовании согласованного фильтра, и является более приемлемой характеристикой сигнала, будучи независимым от способа его обработки.

Когда формирующий фильтр применяется для снижения боковых лепестков, сигнал на его выходе расширяется. Для случая сжатия импульсов можно, согласно Куку [23], определить коэффициент расширения импульса следующим образом:

$$K_h \equiv \tau_{3x}/\tau_0 = 1,13 B_a \tau_{3x} \geq 1. \quad (3.36)$$

Как и раньше, коэффициент расширения равен отношению среднеквадратичной ширины спектра сигнала на входе к среднеквадратичной ширине спектра сигнала на выходе фильтра

$$K_h \approx \frac{\beta_{a1}}{\beta_x} = \frac{\pi B_a}{\sqrt{3} \beta_{h1}}. \quad (3.37)$$

Значения этого коэффициента можно найти, используя данные, приведенные в табл. 3.4 и в приложениях. Для определения различных коэффициентов крутизны и эффективности как функций уровня временных боковых лепестков можно воспользоваться графиками, изображенными на рис. 2.2—2.4, заменив соответственно величины \mathcal{L}_0/λ на β_{h1} или β_x , \mathcal{L}_x/λ на β_h , η_a на $\eta, B_a/B_h$ и ω на B_h . Коэффициент сжатия для случая формирующего фильтра равен

$$K_c = \frac{\tau_a}{\tau_{3x}} = 1,13 \frac{B_a \tau_a}{K_h} = 1,13 \frac{D}{K_h}. \quad (3.38)$$

Эти результаты выведены в предположении, что частота сигнала или доплеровский сдвиг частоты известны. Краткий анализ взаимосвязанных ошибок по дальности и частоте Допплера для сигналов с линейной частотной модуляцией приведен в разд. 4.7.

3.4. ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ИМПУЛЬС

Использование прямоугольных импульсов требует специального рассмотрения, так как среднеквадратичное значение ширины полосы β_a для таких импульсов равно бесконечности. Рассмотрим предельную точность измерения дальности при оптимальной обработке сигнала, данную Манассе [4], и установим ее связь с точностью измерения дальности при использовании ограниченного по полосе прямоугольного импульса, определенной Сколником [7]. Дальнейшее ограничение точности измерений, связанное с неоднозначностью, обусловленной влиянием шума при низких отношениях энергий, было изучено Вудвордом [2] и будет также рассмотрено в дальнейшем.

Используя метод обратной вероятности, Манассе определил следующий предел ошибки измерения временного запаздывания при использовании прямоугольного импульса длительностью τ

Минимальная теоретическая ошибка при прямоугольном импульсе

$$(\sigma_t)_{\min} = \frac{\tau \sqrt{2}}{\mathcal{R}} \quad (B_a \tau \rightarrow \infty, \mathcal{R} \gg 1) \quad (3.39)$$

Первую степень энергетического коэффициента \mathcal{R} в знаменателе, хотя обычно он находится под корнем, можно объяснить качественно

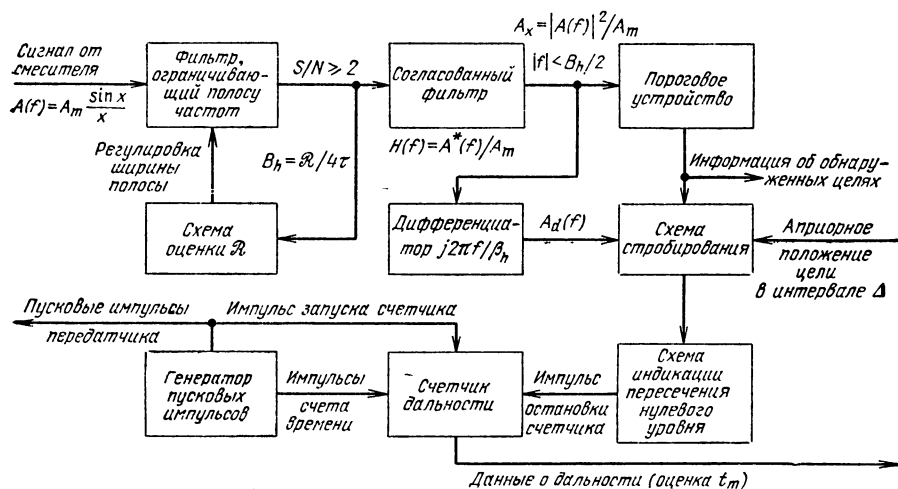


Рис. 3.5. Упрощенная блок-схема адаптивного измерителя дальности для случая прямоугольного импульса.

следующим образом. При использовании согласованного фильтра и дифференциатора ширина шумовой полосы пропускания этой комбинации будет бесконечно велика. Поэтому, чтобы исключить появление на выходе шума с бесконечно большой полосой, необходимо ввести в систему ограничивающий полосу фильтр с полосой пропускания B_h и установить такое значение B_h , при котором устраняется неоднозначность моментов пересечения нулевого уровня в области, лежащей вблизи максимума характеристики согласованного фильтра. С увеличением \mathcal{R} получается выигрыш, поскольку при данном значении B_h уменьшается ошибка и появляется возможность увеличить значение B_h без возникновения неоднозначностей, обусловленных влиянием шума. Результирующая блок-схема адаптивного измерителя для случая прямоугольного импульса приведена на рис. 3.5. Схема «оценки \mathcal{R} » используется в суммарном канале для регулирования ограничивающего полосу фильтра в соответствии с наблюдаемым энергетическим коэффициентом.

Схема стробирования сигналов, пересекающих нулевой уровень, пропускает через себя сигнал только тогда, когда напряжение в суммарном канале превысит заданный пороговый уровень в течение интервала Δ , в котором, как это априорно известно, находится сигнал.

Соотношение Сколника

Наибольшая точность измерения, которую можно получить при использовании ограниченного по полосе прямоугольного импульса, была определена Сколником [7], который показал, что среднеквадратичное значение ширины полосы β_a можно с большой степенью точности аппроксимировать выражением

$$\beta_a \approx \sqrt{2B_a/\tau} \quad (B_a \tau \gg 1). \quad (3.40)$$

Используя это выражение, можно получить соотношение для предельной ошибки

Минимальная теоретическая ошибка при ограниченном по полосе прямоугольном импульсе

$$\sigma_t \approx \sqrt{\tau/2B_a \mathcal{R}} \quad (\text{согласованный фильтр, } B_h = B_a). \quad (3.41)$$

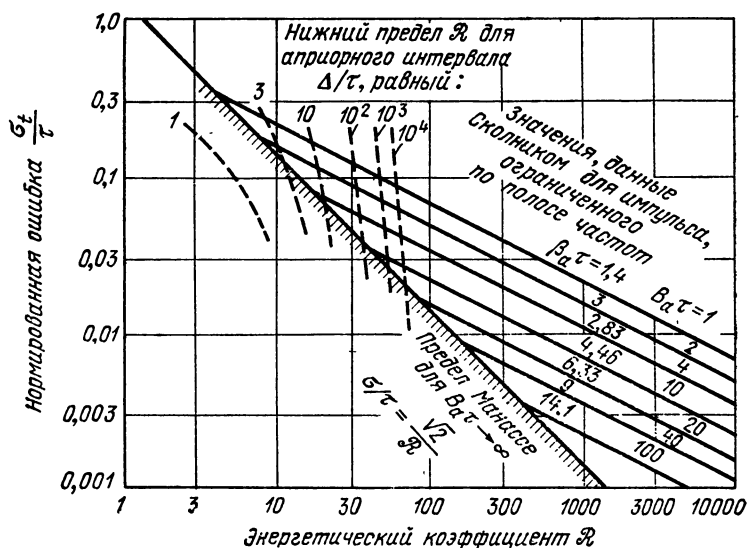


Рис. 3.6. Зависимость точности измерений от величины энергетического коэффициента (прямоугольный импульс).

На рис. 3.6 приведены кривые для нормированной ошибки σ_t/τ как функции \mathcal{R} для различных значений $B_a \tau$ и $\beta_a \tau$. Предельные значения ошибок по Манассе также изображены на этом графике в виде снабженной штрихами сплошной диагональной линии, показывающей,

что величина B_h должна ограничиваться значениями, лежащими вне заштрихованной области.

Количественную интерпретацию этого предела можно получить путем объединения соотношений Манассе и Сколника

$$\begin{aligned} \tau \sqrt{2/\mathcal{R}} &< \sqrt{\tau/2B_h\mathcal{R}}, \\ \mathcal{R} &\geq 4B_h\tau. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Для одиночного импульса это приводит к соотношению

$$S/N = \mathcal{R}_1/2B_h\tau \geq 2,$$

где S/N обозначает как отношение сигнал/шум по мощности на входе согласованного фильтра (рис. 3.5), так и отношение продифференцированного сигнала к продифференцированному шуму на входе схемы, индицирующей момент перехода сигнала через нулевой уровень. Критерий $S/N \geq 2$ необходим для того, чтобы имелась уверенность, что будет иметь место только одно пересечение нулевого уровня за интервал $\pm 3\sigma_t$, центр которого совпадает с пиком сигнала. Когда энергия n импульсов суммируется когерентно, величина $\mathcal{R}/2B_h\tau = nS/N$ определяет отношение сигнал/шум на выходе дифференциатора, которое должно быть больше двух, если необходимо исключить неоднозначность пересечения нулевого уровня.

На рис. 3.6 приведено также значение ширины полосы частот сигнала, которое необходимо иметь, чтобы при определении ошибки можно было пользоваться соотношением $1/\mathcal{R}$ Манассе. Если какой-либо из элементов передатчика, трассы распространения или приемника накладывает ограничения на $B_a\tau$, величина ошибки для значений \mathcal{R} , больших $4B_a\tau$, будет определяться кривыми $1/\sqrt{\mathcal{R}}$ Сколника.

Неоднозначность, обусловленная шумом

На графике рис. 3.6 имеются также пунктирные кривые, характеризующие минимальное значение \mathcal{R} , необходимое для предотвращения возникновения неоднозначностей, обусловленных шумом, т. е. появления ложных тревог в течение априорно определяемого интервала Δ . Когда информация о цели в начале периода измерений недостаточна, необходимо производить поиск точки пересечения нулевого уровня в пределах относительно большого интервала Δ , охватывающего по обе стороны от истинного положения цели участки, значительно превышающие длительность импульса. Это приводит к необходимости иметь большие энергетические коэффициенты для предотвращения появления сигналов ложной тревоги на удалениях, значительно превышающих область нормального распределения ошибок. Когда сигналы цели и ложной тревоги равномерно распределены в интервале Δ , средний вклад, вносимый в полный квадрат ошибки ложными тревогами, равен $\Delta^2/6$. Составляющая среднего квадрата ошибки для вероятности ложной тревоги в интервале Δ , равной P_n , определяется выражением

$$\sigma^2 = P_n \frac{\Delta^2}{6} = p_n \frac{\Delta}{\tau} \frac{\Delta^2}{6}, \quad (3.43)$$

где p_n — вероятность ложной тревоги на один элемент разрешения по дальности τ .

Используя приближенное соотношение между p_n и \mathcal{R} для вероятностей обнаружения, близких к 0,5, имеем

$$p_n \approx \exp(-\mathcal{R}/2) = \frac{6\tau\sigma^2}{\Delta^3}. \quad (3.44)$$

Отсюда можно определить минимально необходимый энергетический коэффициент как

$$\mathcal{R}_{min} = 6 \ln(\Delta/\tau) - 4 \ln(\sigma/\tau) - 3,6. \quad (3.45)$$

Сравним эту величину с предложенным Вудвордом [2] значением предела неоднозначности

$$\mathcal{R}_{min} = 2 \ln(\Delta\beta_a \mathcal{R}_{min}). \quad (3.46)$$

Определенное выше [выражение (3.45)] значение \mathcal{R}_{min} при $\sigma < \tau$ больше найденного Вудвордом, так как его вывод основан на 50%-ной неопределенности как для показаний, лежащих в пределах нормального распределения ошибок, так и для сигналов ложных тревог, находящихся в любой точке интервала Δ . Когда значение \mathcal{R} лежит ниже определенного Вудвордом значения \mathcal{R}_{min} , «радиолокационный обзор бесполезен, за исключением случаев, когда используются также и последующие сигналы». При значениях \mathcal{R} , превышающих найденное значение \mathcal{R}_{min} , обзор не только приобретает смысл, но его можно и количественно охарактеризовать нормированной среднеквадратичной ошибкой $\sigma/\tau < 1$. Часть этой ошибки определяется очень большими случайными ошибками, обусловленными ложными тревогами с весьма незначительной вероятностью. Между этими двумя пределами радиолокационный обзор имеет некоторый смысл, но среднеквадратичная ошибка может превышать τ и достигнет $\Delta/\sqrt{6}$.

Прямоугольный импульс и фильтр с прямоугольной характеристикой

В случае не очень широкой полосы фильтра ($B_h\tau < 2$) свойства фильтра с прямоугольной характеристикой сравнимы со свойствами согласованного фильтра, имеющего ограниченную полосу. В этом случае сигнал на выходе фильтра можно описать с приемлемой точностью квадратичным членом разложения Тейлора относительно центра импульса и применить соотношения, приведенные в разд. 3.3. Крутизна характеристики разностного канала K , соответствующая второй про-

изводной в центре импульса, является мерой точности системы, и приближенное соотношение $\beta_x \tau_{3x} \approx 1,63$ [см. выражение (3.30)] оказывается справедливым и для этого случая.

На рис. 3.7 приведены кривые, характеризующие, с какой степенью точности эти соотношения и параметры можно использовать для случая прямоугольного импульса, фильтра, имеющего прямоугольную характеристику, и идеального дифференциатора. Когда произведение $B_h \tau$ превышает два, центральный пик импульса начинает раздваиваться,

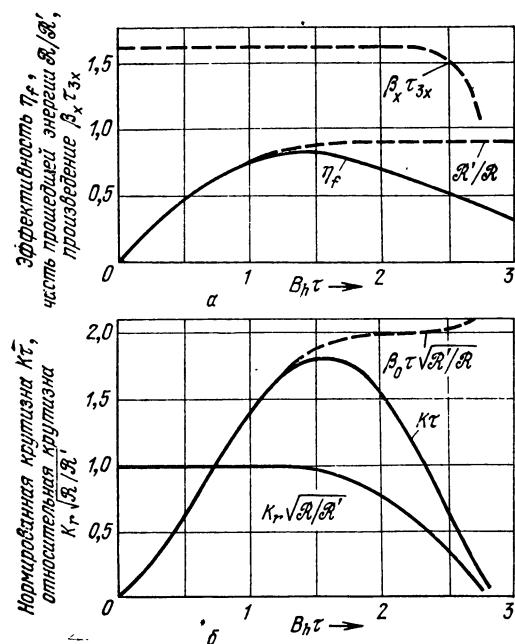


Рис. 3.7. Реакция фильтра с прямоугольной характеристикой на прямоугольный импульс:

а — зависимость эффективности и произведения $B_x \tau_{3x}$ от $B_h \tau$; б — зависимость крутизны от $B_h \tau$.

шей энергией, которая служит в соотношении Скольника для определения точности измерения при ограниченном по полосе частот импульсе, а полная энергия \mathcal{R} используется в выражении для нормированной крутизны K_t . При этом, когда среднеквадратичная ширина полосы β_a уменьшается в соответствии с данным отношением, крутизна K_t для фильтра с прямоугольной характеристикой при $B_h \tau \leq 1,5$ отличается не более чем на 5% от ее значения, имеющего место при согласованном фильтре, а при $B_h \tau = 2$ отклоняется от этого значения только на 25% (см. рис. 3.7, б). Это позволяет сделать вывод о том, что если информация о дальности, которую несут в себе боковые лепестки спектра импульса, не используется, применение согласованного фильтра не дает особенных преимуществ по сравнению с простым полосовым фильтром.

в результате чего в центре импульса возникает впадина, а по его краям создаются два горба, как это показано на рис. 3.8. При этом наблюдается пересечение нулевого уровня в двух разнесенных точках. В этом случае дифференциатор и схема индикации пересечения нулевого уровня уже не адекватны при измерении дальности и считать их равнозначными устройствами можно с большим приближением.

Когда изображенные на рис. 3.7 кривые используются для случая $B_h \tau < 2$, следует различать полную энергию прямоугольного импульса и ту ее часть, которая находится в пределах полосы пропускания фильтра. Эта часть энергии обозначена на графике как \mathcal{R}'/\mathcal{R} . Величина \mathcal{R}' является наимень-

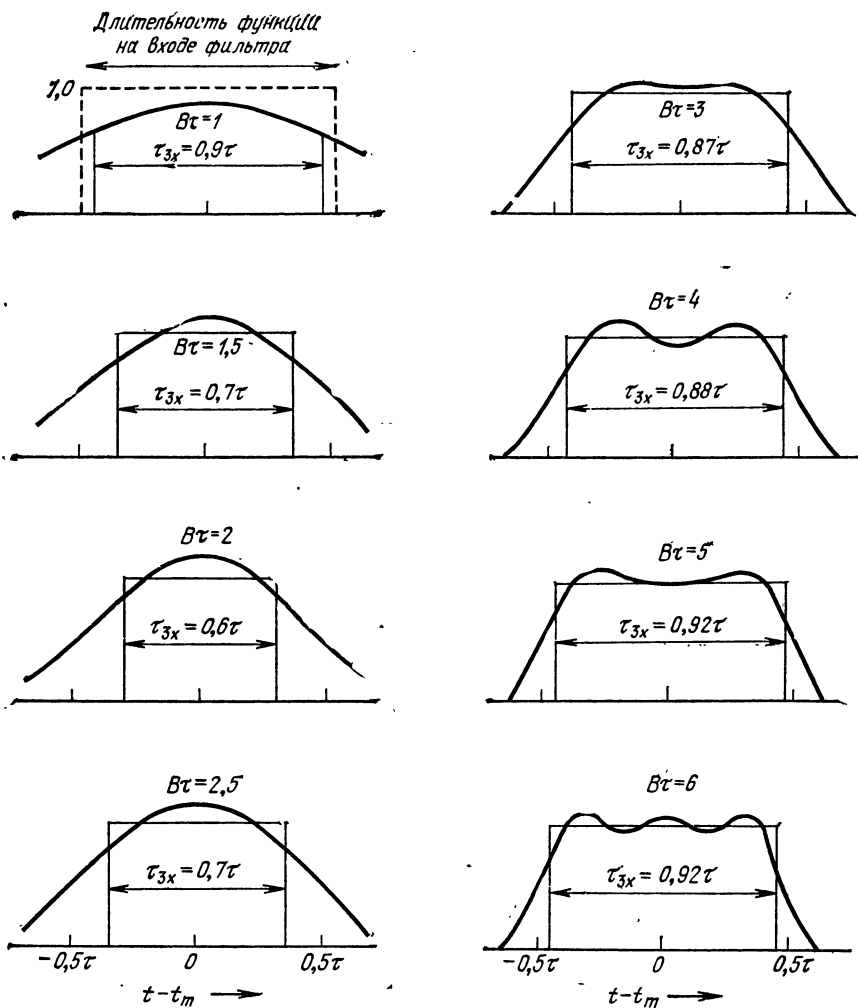


Рис. 3.8. Прямоугольный импульс, ограниченный по полосе частот.

3.5. ВРЕМЕННОЙ ДИСКРИМИНАТОР С РАСЩЕПЛЕННЫМ СТРОБОМ

В радиолокационных станциях точного сопровождения в качестве дискриминаторов дальности или времени обычно используются различные схемы с расщепленным стробом. Упрощенная блок-схема такого устройства показана на рис. 3.9, а формы сигналов — на рис. 3.10. Можно заметить, что кривая зависимости напряжения на дискриминаторе от смещения строба (ошибки определения запаздывания) аналогична форме выходного сигнала $a_d(\epsilon_t)$ дифференцирующего фильтра, рассмотренного в предыдущих разделах. Таким образом, если и в рассматриваемом случае допустимо пренебречь влияниями нелинейности схем,

предшествующих схеме стробирования, то дискриминатор с расщепленным стробом можно заменить эквивалентным линейным фильтром, как показано на рис. 3.11. В этом случае передаточная характеристика дискриминатора заменяется функцией $j2\pi f/\beta_h$ идеального дифференциатора, функцией $H_2(f)$ фильтра и функцией $H_1(f)$ включенного последовательно с ним фильтра реального суммарного канала. Эти функции показаны на рис. 3.12, а математические соотношения для них приведены в табл. 3.7. Из них следует, что прямоугольный расщепленный строб согласован с треугольным входным импульсом $a(t)$, спектр которого имеет форму $(\sin^2 x)/x^2$, но не с прямоугольным импульсом или импуль-

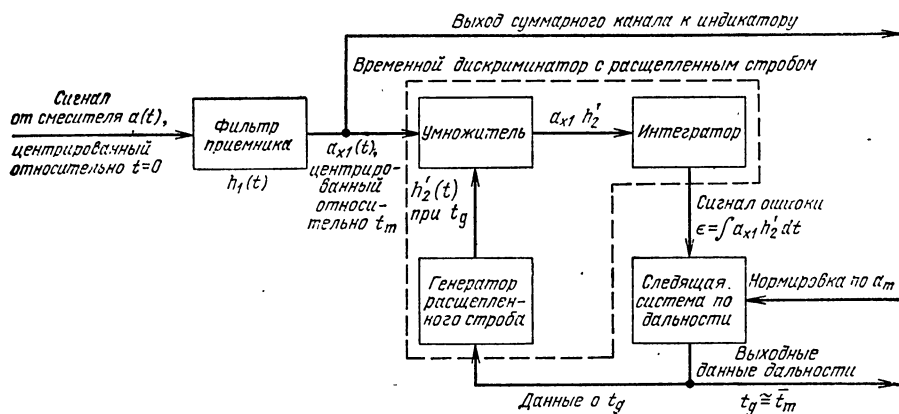


Рис. 3.9. Упрощенная блок-схема системы сопровождения по дальности с расщепленным стробом.

сами других видов. Когда ширина строба τ_g равна или больше общей длительности импульса, в системе уже появляется избыточная фильтрация, и полоса пропускания фильтра суммарного канала должна быть достаточно широкой, чтобы в дальнейшем не происходило разрушения информации, содержащейся в сигнале (анализ нелинейных процессов и их влияние на работу комплекса таких фильтров рассмотрены в разд. 3.7).

Очевидно, что сигнал, подаваемый на вход умножителя (рис. 3.9) от генератора расщепленного строба, не обязательно должен иметь прямоугольную форму, изображенную на рис. 3.10. Путем выбора весовой функции $h_2(t)$, которая лучше согласуется с формой сигнала на входе, и использования ее первой производной в качестве сигнала $h_2'(t)$, подаваемого на вход умножителя, можно приблизиться к оптимальной схеме измерения дальности.

Теоретические положения, рассмотренные в разд. 3.1—3.4 для линейных фильтров, можно использовать и для оценки форм стробирующих сигналов и для определения ошибок измерения дальности дискриминатором с расщепленным стробом при одиночном импульсе. Ошибка для сглаженной оценки $t_g \approx t_0$ будет зависеть также от длительности периода времени, в течение которого следящая система осуществляет

сглаживание данных. Этот вопрос будет рассмотрен в разд. 3.7 в ходе анализа линейной фильтрации за время измерения n независимых импульсов.

Так как временные дискриминаторы с прямоугольными стробами являются важными составными элементами реальных радиолокационных систем, их выходные характеристики будут исследованы более детально применительно к импульсам прямоугольной и гауссовой форм, проходящим через различные фильтры.

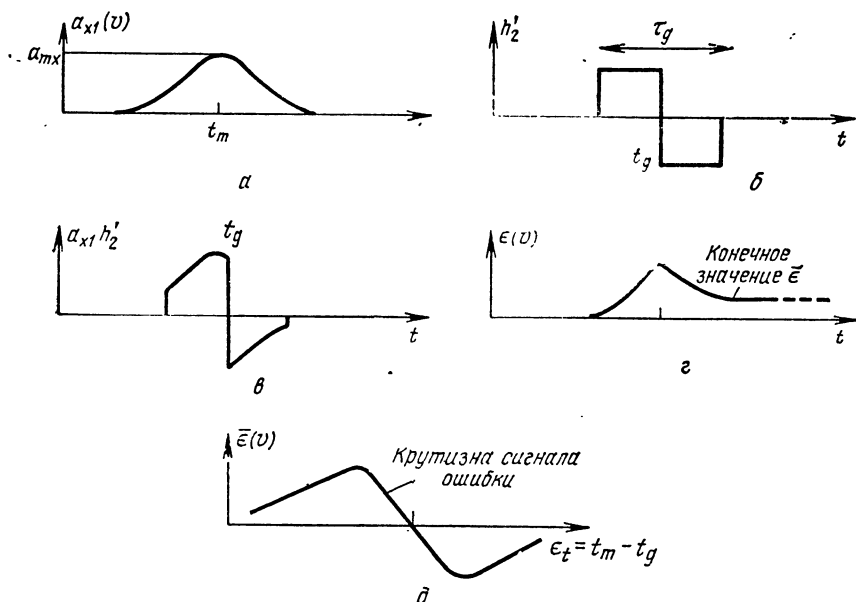


Рис. 3.10. Сигналы в схеме с расщепленным стробом:

а — огибающая сигнала на выходе приемника; б — весовая функция расщепленного строба; в — сигнал на выходе умножителя; г — сигнал на выходе интегратора; д — реакция дискриминатора на смещение строба.

Рассмотрим сперва случай, когда строб узок по сравнению с величиной, обратной ширине полосы пропускания фильтра ($B_{h1}\tau_g \ll 1$). Во всех практических случаях узкий расщепленный строб используется как идеальный дифференциатор для сигналов на выходе такого фильтра. Характеристики подобной схемы можно вычислить без использования точных данных о ширине и форме строба.

Большой интерес представляет случай, когда полоса пропускания приемника относительно широка, так что в основном фильтрация определяется шириной строба ($B_{h1}\tau_g \gg 1$). Характеристика системы находится в этом случае путем использования указанной в табл. 3.3 производной по времени, определяющей крутизну характеристики разностного канала

$$K_{\tau_{3a}} = \frac{-\tau_{3a}}{a_0} \sqrt{\frac{B_{na}}{B_{nh}}} \left. \frac{da_d}{d\epsilon_t} \right|_{\epsilon_t=0}$$

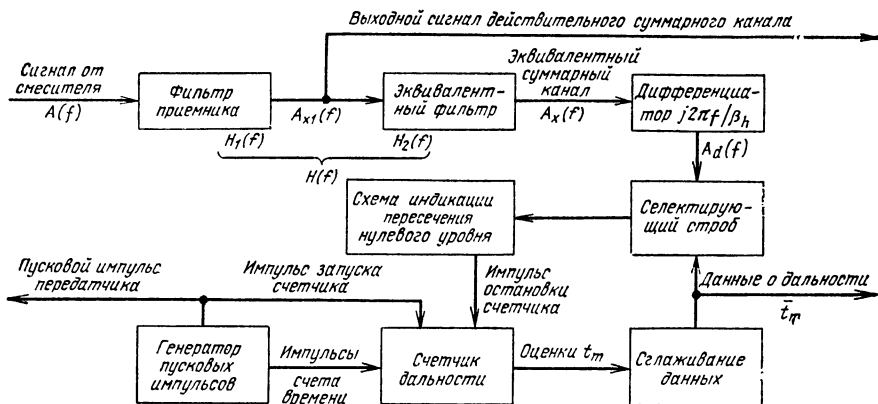


Рис. 3.11. Линейный фильтр как эквивалент схемы сопровождения с расщепленным стробом.

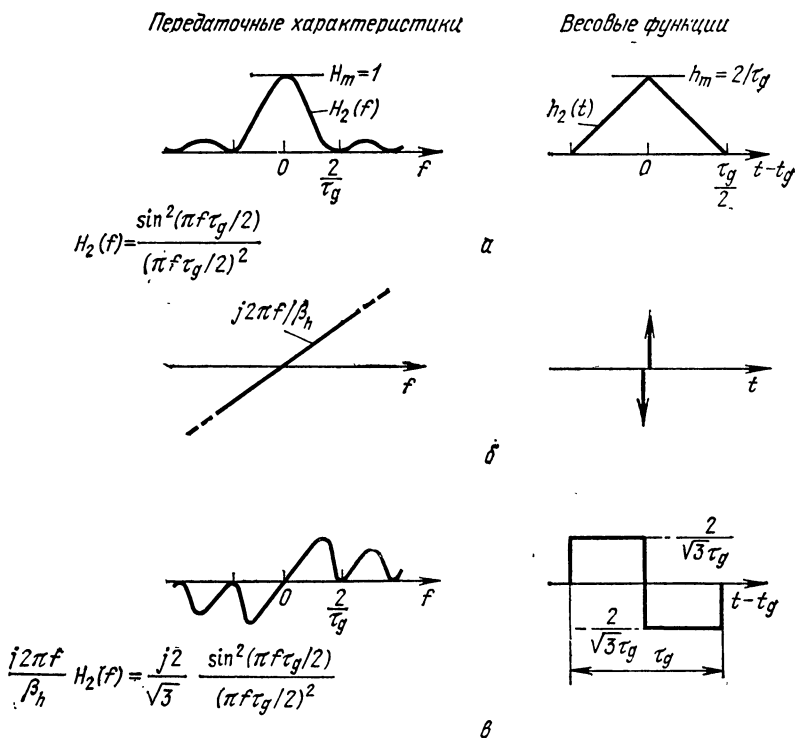


Рис. 3.12. Характеристики фильтра, эквивалентного дискриминатору с расщепленным стробом:

а — эквивалентного суммарного канала; б — идеального дифференциатора; в — дискриминатора с расщепленным стробом.

Так как величина a_d является сверткой строб-сигнала с сигналом на выходе фильтра (в сущности с сигналом на входе фильтра, если фильтр широкополосный), ее производная по времени будет сверткой первой производной строб-сигнала с сигналом (рис. 3.10). Это просто разность между амплитудой сигнала в центре строба и усредненной амплитудой у двух краев строба, умноженная на постоянный коэффициент

$$\frac{da_d}{dt} = \frac{-4a_{mx}}{\sqrt{3}\tau_g} \left[1 - \frac{1}{2a_{mx}} a_{x1}(\tau_g/2) - \frac{1}{2a_{mx}} a_{x1}(-\tau_g/2) \right]. \quad (3.47)$$

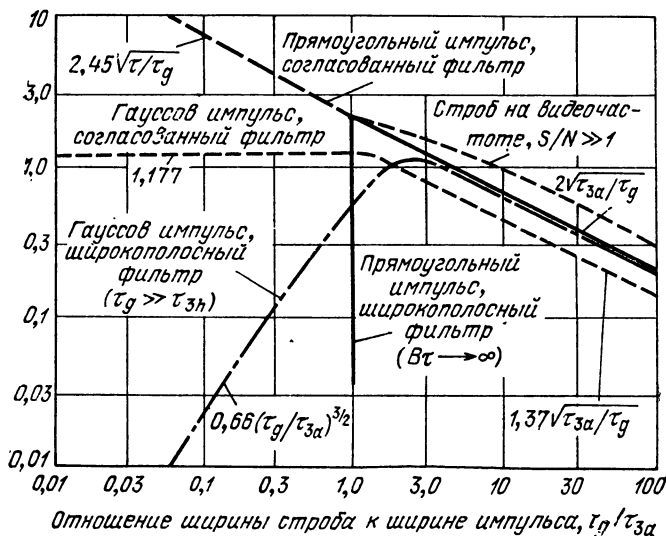


Рис. 3.13. Кривые нормированной крутизны для дискриминатора с расщепленным стробом.

Для сигналов симметричной формы $a_x(\tau_g/2) = a_x(-\tau_g/2)$, и можно написать

$$\begin{aligned} K\tau_{3a} &= 2\tau_{3a} \frac{a_{mx}}{a_0} \sqrt{\frac{B_{na}}{\tau_g}} \left[1 - \frac{a_{x1}(\tau_g/2)}{a_{mx}} \right] \approx \\ &\approx \frac{2\tau_{3a}}{\sqrt{\tau_g \tau_{na}}} \left[1 - \frac{a(\tau_g/2)}{a_m} \right] \quad (B_{nh} \gg B_{na}). \end{aligned} \quad (3.48)$$

Когда ширина строба превышает полную длительность сигнала, выражение, заключенное в квадратные скобки, равно единице. Для прямоугольного импульса $\tau_{na} = \tau_{3a} = \tau$

$$K\tau = 2\sqrt{\tau/\tau_g}. \quad (\text{прямоугольный импульс}). \quad (3.49)$$

Для тех же условий при гауссовом импульсе $\tau_{na} = 1,06 \tau_{3a}$

$$K\tau_{3a} = 1,94 \sqrt{\tau_{3a}/\tau_g} \quad (\text{гауссов импульс}). \quad (3.50)$$

Аналогично при импульсе вида $(\sin x)/x$, для которого $\tau_{na} = 1,15 \tau_{3a}$, получаем

$$K\tau_{3a} = 1,86 \sqrt{\tau_{3a}/\tau_g} \quad (\text{импульс вида } \sin x/x). \quad (3.51)$$

Значения для импульсов другой формы при широкополосном фильтре лежат между этими экстремальными значениями.

Когда ширина строба меньше полной длительности сигнала, крутизна характеристики должна быть уменьшена на коэффициент $[1 - a \times (\tau_g/2)/a_m]$, приведенный в уравнении (3.48). Для прямоугольного импульса это приводит к нулевой крутизне, когда $\tau_g > \tau$. Строб при этом может свободно перемещаться в пределах плоской вершины импульса, причем сигнал, возвращающий строб, будет образовываться только в том случае, когда край строба накрывает край импульса. Для гауссова импульса полученные результаты не носят такого экстремального характера, но и в этом случае еще имеет место ухудшение характеристики, когда ширина строба становится меньше оптимального значения ($\tau_g/\tau_{3a} \approx 2$, см. рис. 3.13). На этом рисунке приведены также кривые для прямоугольного и гауссова импульсов при использовании согласованных приемных фильтров и схем с расщепленным стробом. Эти кривые, как легко можно установить, находятся в соответствии с ранее опубликованными результатами [11], где обозначение M , идентично используемому здесь $K\tau_{3a}$.

3.6. СОПРОВОЖДЕНИЕ ПО ФРОНТУ ИМПУЛЬСА

Система сопровождения по фронту импульса представляет собой устройство, которое измеряет дальность до цели по фронту импульса и не использует плоскую верхнюю часть и спад импульса. Такие си-

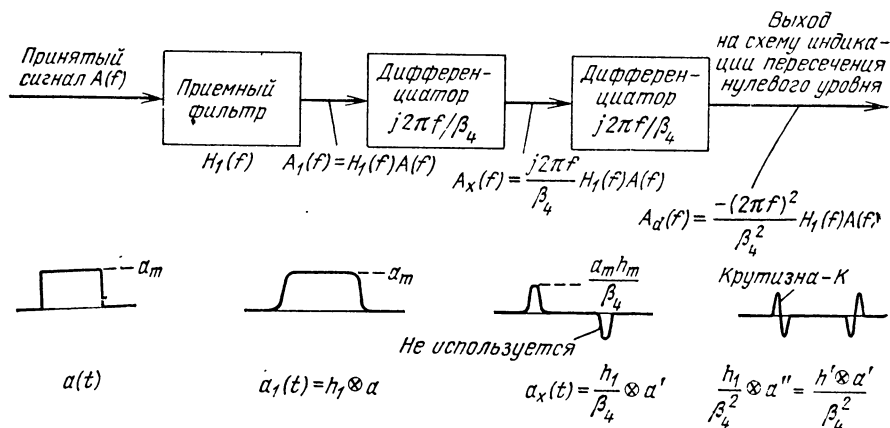


Рис. 3.14. Блок-схема и формы сигналов в системе сопровождения по переднему краю импульса.

стемы применяются в первую очередь для селекции ближайшей цели из группы распределенных целей, таких как строй самолетов или сброшенные с самолетов пассивные отражатели. Анализ этих систем достаточно прост, если ширина спектра сигнала превышает ширину полосы пропускания приемного фильтра. Упрощенная блок-схема такой системы изобразена на рис. 3.14. Импульс проходит через фильтр $H_1(f)$,

в результате чего образуется наклонный передний фронт с временем нарастания $t'_d \approx 1/B_h$. Прошедший через фильтр сигнал $a_1(t)$ сразу же дифференцируется, в результате чего создается короткий импульс $a_x(t)$, ширина которого равна приблизительно t'_d . Этот импульс поступает во второй дифференциатор, который используется для определения его центра. (Если $\tau_g \approx t'_d$, второй дифференциатор можно заменить дискриминатором с расщепленным стробом). Для определения характеристики системы установим усиление каждого дифференциатора таким, чтобы шум на выходе системы был равен шуму на выходе фильтра, и затем применим приведенное в табл. 3.3 уравнение для крутизны характеристики разностного канала K

$$B_{nh} = \int_{B_h} |H_1(f)|^2 df = \frac{1}{\beta_1^2} \int_{B_h} (2\pi f)^4 |H_1(f)|^2 df,$$

$$\beta_4 = \left[\frac{1}{B_{nh}} \int_B (2\pi f)^4 |H_1(f)|^2 df \right]^{1/4}, \quad (3.52)$$

$$a_x(t) = \frac{1}{\beta_4} \frac{da_1(t)}{dt} = \frac{a_m}{\beta_4} h_1(t), \quad (3.53)$$

$$K = \frac{-1}{\beta_4 a_0} \sqrt{\frac{B_{na}}{B_{nh}}} \frac{d^2 a_x}{d\varepsilon_l^2} \bigg|_{\varepsilon_l=0} = \frac{-a_m}{\beta_4^2 a_0} \sqrt{\frac{B_{na}}{B_{nh}}} \frac{d^2 h_1}{d\varepsilon_l^2} \bigg|_{\varepsilon_l=0} =$$

$$= \frac{a_m h_m}{a_0} \sqrt{\frac{B_{na}}{B_{nh}}} \frac{\beta_{h1}^2}{\beta_4^2}. \quad (3.54)$$

Таблица 3.7

ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМЫ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ РАСЩЕПЛЕННЫМ СТРОБОМ

$H_2(f) = \frac{\sin^2(\pi f \tau_g / 2)}{(\pi f \tau_g / 2)^2}$	— передаточная характеристика эквивалентного суммарного канала
$h_2(t) = \frac{2}{\tau_g} \left(1 - \left \frac{2t}{\tau_g} \right \right)$	— весовая функция эквивалентного фильтра суммарного канала
$H'(f) = \frac{j2\pi f}{\beta_h} H_2(f) = \frac{j2}{\sqrt{3}} \frac{\sin^2(\pi f \tau_g / 2)}{\pi f \tau_g / 2}$	— передаточная характеристика схемы расщепленного строба
$h'(t) = \frac{2}{\sqrt{3} \tau_g}; \quad -\frac{\tau_g}{2} < (t - t_g) < 0$	— весовая функция схемы расщепленного строба
$h'(t) = \frac{-2}{\sqrt{3} \tau_g}, \quad 0 < (t - t_g) < \frac{\tau_g}{2}$	
$B_{nh} = \frac{4}{3\tau_g}$	— ширина шумовой полосы пропускания расщепленного строба и эквивалентного фильтра H_2
$\beta_h = \frac{\sqrt{12}}{\tau_g}$	— среднеквадратичная ширина квадрата передаточной функции фильтра $ H_2(f) ^2$
$\tau_{nh} = \tau_g / 3$	— эквивалентная длительность $h_2(t)$
$\tau_{nd} = \tau_g$	— эквивалентная длительность весовой функции расщепленного строба.

Из разд. 3.1 следует, что $h_m^2 = B_{nh}/\tau_{nh}$. Для прямоугольного импульса $B_{na} = 1/\tau$, а для $B_h \gg 1/\tau$ имеем $a_m = a_0$. Таким образом, получаем

$$K = \frac{1}{\sqrt{\tau\tau_{nh}}} \frac{\beta_{h1}^2}{\beta_4^2},$$

$$K\tau = \sqrt{\frac{\tau}{\tau_{nh}}} \frac{\beta_{h1}^2}{\beta_4^2}. \quad (3.55)$$

Если приемный фильтр имеет характеристику прямоугольной формы с шириной B_h , эквивалентная длительность $\tau_{nh} = 1/B_h$ и средне-квадратичные значения длительностей $\beta_{h1} = \pi B_h/\sqrt{3}$ и $\beta_4 = \pi B_h/\sqrt{5}$. Откуда следует

$$K\tau = \sqrt{\frac{5B_h\tau}{9}} \quad (3.56)$$

Этот результат оказывается примерно в два раза хуже, чем в случае идеальной характеристики прямоугольного импульса с ограниченной полосой [уравнение (3.41)], что связано с использованием неоптимальной весовой функции и с потерей информации, содержащейся в спаде импульса.

Для гауссова приемного фильтра с шириной шумовой полосы пропускания, равной B_{nh} , имеем $\tau_{nh} = 0,5/B_{nh}$, $\beta_{h1}^2 = 4 \pi B_{nh}^2$ и $\beta_4^2 = \sqrt{12} \pi B_{nh}^2$, откуда получаем

$$K\tau = \sqrt{\frac{8B_{nh}\tau}{3}} = 1,63 \sqrt{B_{nh}\tau}. \quad (3.57)$$

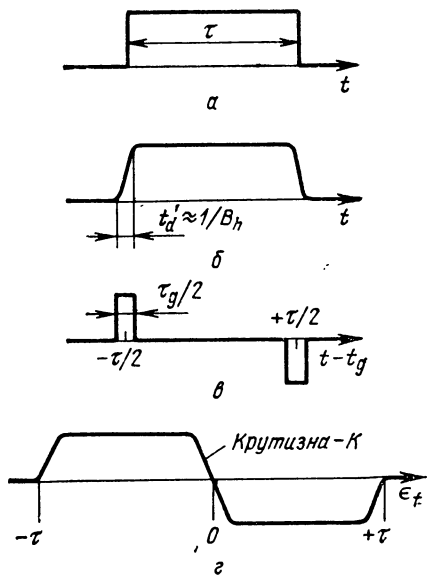
Так как сигнал на входе фильтра должен в действительности иметь ограниченную полосу частот B_{na} , приведенные выше соотношения справедливы только в том случае, когда B_{na} значительно превышает B_{nh} (или если $B_{na} \gg B_{nh}$ для прямоугольного спектра и фильтра с прямоугольной характеристикой). Когда спектр сигнала вида $(\sin x)/x$ ограничивается в передатчике при прохождении через широкополосную гауссову систему, максимальное значение первой производной $a_x(t)$ при $B_{nh} = B_{na}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз и $K\tau$ достигает максимального значения, равного $1,15 \sqrt{B_{na}\tau}$. Как и в других системах сопровождения по дальности, фильтр с передаточной характеристикой $H_1(f)$ может быть дополнен схемой с расщепленным стробом, обеспечивающей дополнительную фильтрацию, что в общем случае приводит к ухудшению результатов по сравнению с идеальным дифференциатором.

Дискриминатор с раздвинутым стробом

Одной из модификаций системы сопровождения по переднему фронту импульса является дискриминатор с парой узких полустробо́в, раздвинутых на расстояние, обеспечивающее «накрытие» переднего фронта и спада прямоугольного импульса с ограниченной полосой (рис. 3.15).

Рис. 3.15. Сигналы в дискриминаторе с раздвинутыми строками и его характеристики:

a — импульс на входе $a(t)$; b — прошедший через фильтр импульс $a_f(t)$; c — весовая функция схемы с раздвинутыми строками; g — характеристики дискриминатора.



В той степени, в которой эти строки согласованы с первой производной прошедшего через фильтр импульса, характеристика системы будет соответствовать оптимальной, рассчитанной Сколником (и показанной на графике рис. 3.6). Эта система не способна выделять ближайшую цель, и она плохо работает, когда длительность отраженного от цели сигнала оказывается больше расстояния между строками. Ее характеристика в режиме сопровождения цели эквивалентна характеристике схемы с расщепленным стробом, работающей по узкому треугольному импульсу длительности τ_g , так как энергия импульса под плоской вершиной не используется. Однако она обеспечивает создание широких зон в характеристике дискриминатора с каждой стороны от точки сопровождения, что облегчает захват цели.

3.7. ВЛИЯНИЕ РЕАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Выводы, сделанные в предшествующих разделах, основаны на предположении о линейной обработке при «нулевой промежуточной частоте», что, естественно, упрощает анализ. Остановимся теперь на тех положениях, которые необходимо учитывать, чтобы отразить в фор-

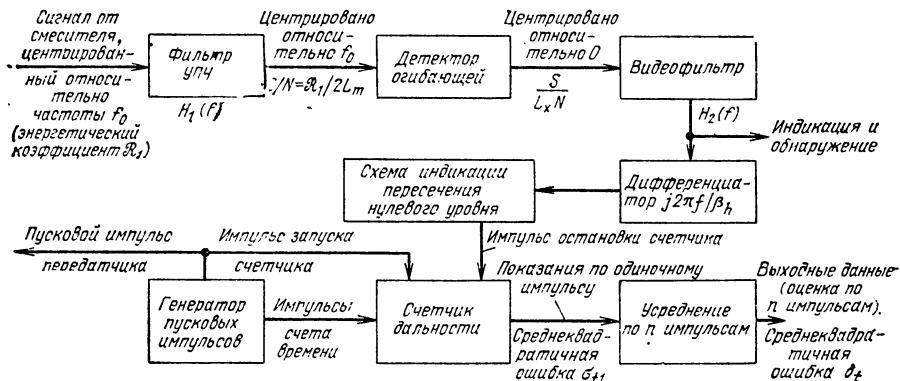


Рис. 3.16. Измерение дальности на видеочастоте.

мулах процессы, происходящие при реальной обработке сигналов, когда оптимальное (с синхронизацией фазы по высокой частоте) сопровождение сигнала не используется. Физически реализуемые приемник и система обработки часто имеют схему, изображенную на рис. 3.16. Передаточная характеристика приемного фильтра $H(f)$ делится на две

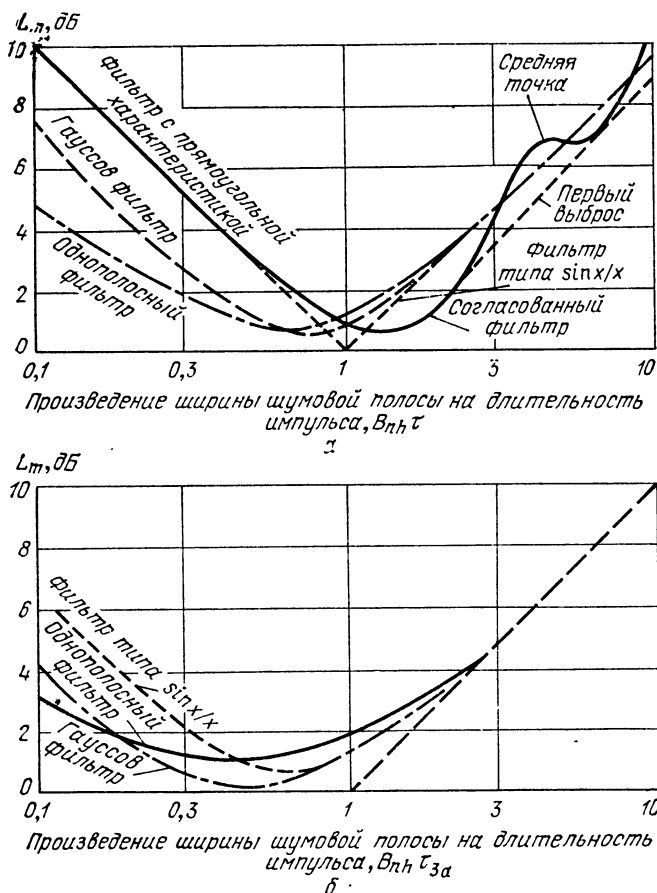


Рис. 3.17. Потери в фильтре промежуточной частоты:
а — прямоугольный импульс и различные фильтры; б — гауссов импульс и различные фильтры.

части: характеристику фильтра промежуточной частоты и характеристику фильтра видеочастот, обозначаемые соответственно через $H_1(f)$ и $H_2(f)$. Значение частоты f в фильтре ПЧ измеряется относительно центральной частоты фильтра f_0 . В качестве фильтра видеочастоты может использоваться дискриминатор с расщепленным стробом, однако выводы могут быть использованы и в случае линейной фильтрации после детектирования огибающей, если отношение S/N для одиночного сигнала достаточно велико. Анализ времени интегрирования t_0 , энергетического коэффициента для одиночного импульса \mathcal{R}_1 и потерь согла-

сования фильтра промежуточной частоты L_m был дан в разд. 1.4, а соотношения, характеризующие взаимосвязь между этими величинами, приведены в виде уравнений (1.23) — (1.33). Они в равной степени применимы и при анализе процессов измерения дальности. Зависимости L_m от $B_{nh}\tau_{3a}$ для ряда практически интересных условий обработки сигнала приведены в графическом виде на рис. 3.17.

Потери детектирования. L_x

Потери в детекторе огибающей будут зависеть от отношения S/N на выходе фильтра промежуточной частоты. Уравнение для этих потерь идентично выражению для потерь в случае моноимпульсной системы измерения угловых координат

$$L_x = \frac{(S/N) + 1}{(S/N)} = \frac{S + N}{S} \quad [\text{см. уравнение (2.53)}].$$

Если учитывать наличие этих потерь и определять возникающее при этом снижение эффективного значения энергетического коэффициента \mathcal{R} при измерениях по n импульсам, то на основании соотношения (3.23) можно получить следующее уравнение:

Нормированная ошибка при измерениях по n импульсам

$$\frac{\sigma_t}{\tau_{3a}} = \frac{\sqrt{L_x}}{K\tau_{3a}\sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{(S/N)+1}}{K\tau_{3a}(S/N)\sqrt{2nL_m}}. \quad (3.58)$$

Влияние L_m сказывается просто в уменьшении отношения S/N на входе детектора огибающей и в увеличении L_x , когда сигнал не имеет достаточно большой интенсивности. Дополнительное снижение эффективности измерения, обусловленное несогласованностью фильтра, учитывается при вычислении $K\tau_{3a}$ применительно к общей характеристике фильтра $H(f) = H_1(f) H_2(f)$. В связи с этим вычисление потерь на согласование по видеочастоте L_m , необходимое при анализе ошибок измерения угловых координат, здесь производить не требуется, за исключением возможного использования этой величины в качестве промежуточного этапа при оценке $K\tau_{3a}$.

Неоднозначность пересечения нулевого уровня

В предшествующем анализе предполагалось достаточно большое отношение S/N , позволяющее с уверенностью считать, что пересечение нулевого уровня дифференцированным сигналом в течение априорно установленного интервала происходит только один раз. Это условие выполняется для целей, обнаружение которых возможно в том случае, когда согласованный фильтр, предшествующий дифференциатору, предназначен только для ограничения полосы частот прямоугольных сигналов (см. разд. 3.4). Однако если обнаружение осуществляется на основе некогерентного накопления пачки импульсов, а выходные данные получаются путем усреднения результатов многократного пересе-

чения нулевого уровня, ложные пересечения этого уровня, обусловленные шумом, могут иногда возникать на значительных удалениях от истинного положения максимума сигнала. Значение возникающей при этом дополнительной составляющей среднеквадратичной ошибки определяется уравнением (3.43), причем величина этой составляющей очень быстро возрастает, когда отношение S/N для одиночного импульса приближается к единице. В этом заключается основная причина использования схем сопровождения с расщепленным стробом в некогерентных радиолокационных системах, осуществляющих измерения дальности целей, находящихся на удалениях, близких к максимальной дальности обнаружения.

Потери, обусловленные формой диаграммы направленности. L_p

В радиолокационных системах обнаружения, для которых время накопления или измерения t_0 вычисляется применительно к ширине однократно используемой диаграммы направленности антенны, определяемой по уровню половинной мощности, реальная энергия, которую можно использовать при измерениях, уменьшается на величину потерь, обусловленных формой диаграммы направленности L_p . Объединяя эти потери с потерями детектирования, которые также возрастают в связи с возникновением потерь L_p , получаем

Нормированная ошибка измерения дальности для РЛС обнаружения

$$\frac{\sigma_t}{\tau_{3a}} = \frac{V L_x L_p}{K \tau_{3a} \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{V (S/N)_m + L_p}{K \tau_{3a} (S/N)_m} \sqrt{\frac{L_p}{2nL_m}}. \quad (3.59)$$

Величина $(S/N)_m$ характеризует отношение S/N по одиночному импульсу для центра диаграммы направленности.

Потери, связанные с неоптимальностью стробирования, обусловленной широким расщепленным стробом

Потери, возникающие при измерении угловых координат из-за чрезмерно большой ширины строба, были перечислены в табл. 2.7. Для когерентной системы они составляли

$$L_c = \tau_g / \tau,$$

что приводит к такому же увеличению ошибки, как и определенному для случая использования широкого строба [см. выражение (3.49)]. Таким образом, влияние шума при расширенном стробе можно рассматривать либо как уменьшение нормированной крутизны $K \tau_{3a}$, либо как снижение эффективного энергетического коэффициента из-за потерь L_c . Применение линейного детектора огибающей для $S/N \gg 1$ согласно табл. 2.7 даст

$$L_c = 1 + \frac{\tau_g - \tau}{\tau} \left(2 - \frac{\pi}{2} \right),$$

и в этом случае в уравнение (3.49) вместо τ_g/τ следует подставить эту величину. С увеличением ширины строба ошибка возрастает медленнее, чем это определяется верхней линией на графике рис. 3.13. Однако, когда отношение S/N приближается к единице, потери, связанные с применением широкого строба, вновь определяются обычным отношением τ_g/τ . В радиолокационных системах сопровождения, которым свойственно накопление большого числа импульсов, порог сопровождения зависит от неспособности схемы стробирования по дальности продолжать совмещение строба с сигналом, величина которого меньше уровня шума, когда полная величина потерь из-за неоптимальности стробирования в сочетании с потерями детектирования приводит к быстрому ухудшению рабочей характеристики.

Расщепленный строб по промежуточной частоте

Для реализации рабочих характеристик идеального расщепленного строба (см. рис. 3.12) без чрезмерных потерь на детектирование стробирующий сигнал $h'_s(t)$ можно ввести в широкополосный каскад промежуточной частоты в качестве фазового манипулятора, а после него включить узкополосный фильтр и фазочувствительный детектор. Опорный сигнал для детектирования берется из суммарного канала дальности путем стробирования его единичным (четным) импульсом шириной $\tau_g = \tau$ и фильтрации в схеме, подобной узкополосному каскаду разностного канала. Эти два канала эквивалентны суммарному и разностному каналам моноимпульсной системы сопровождения по угловым координатам.

При соответствующем согласовании временных параметров схемы с параметрами сигнала суммарный канал представляет собой согласованный фильтр для одиночного принятого сигнала ($L_m = 1$) и величина L_x приобретает минимально возможное (при некогерентном приеме сигнала) значение. В случае приема нескольких когерентных импульсов для когерентного накопления и выделения доплеровского сдвига частоты в схему после каскада стробирования по дальности можно включить узкополосные фильтры, что обеспечит наиболее эффективное использование принятой энергии.

Схема стробирования по промежуточной частоте может применяться также в режиме работы с раздвинутыми стробами, что позволяет реализовать характеристику, определенную Сколником для ограниченного по полосе прямоугольного импульса, и избежать использования фильтров с частотной характеристикой вида $(\sin x)/x$.

При использовании схем как с расщепленными, так и с раздвинутыми стробами обработка сигнала по промежуточной частоте имеет преимущество перед применением дискриминатора по видеочастоте, если принимаемые импульсы имеют форму, близкую к прямоугольной, а энергетический коэффициент одиночного сигнала мал. Это преимущество обуславливается способностью широкополосных схем стробирования по промежуточной частоте эффективно использовать высокочастотные составляющие спектра сигнала и сводить к минимуму потери

детектирования при помощи узкополосного фильтра, включенного после схемы стробирования. Те же преимущества можно реализовать при линейной обработке сигнала, когда согласованный фильтр включен до детектора и дискриминатора.

3.8. КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

Основные соотношения, характеризующие воздействие теплового шума при измерении дальности, приведены в табл. 3.8. Однако они не учитывают влияния нелинейностей и потерь детектирования, которые нашли отражение в соотношениях, сведенных в табл. 3.9. Последовательность оценки ошибки определения временного запаздывания по одиночному импульсу показана в табл. 3.10. В каждом случае используется энергетический коэффициент \mathcal{R}_1 , вычисляемый по уравнению радиолокации, представленному, например, в виде выражения (1.29).

Таблица 3.8

ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ВЕЛИЧИНЫ ОШИБОК

Минимальная теоретическая ошибка

$$(\sigma_t)_{\min} = \frac{1}{\beta_a \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{1}{K_0 \sqrt{\mathcal{R}}}. \quad (3.22)$$

Ошибка при рассогласованном фильтре

$$\sigma_{t1} = \frac{1}{K \sqrt{\mathcal{R}_1}} = \frac{1}{K \sqrt{2L_m S/N}}. \quad (3.23)$$

Минимальная теоретическая ошибка, нормированная относительно ширины импульса по уровню половинной мощности на выходе согласованного фильтра

$$\frac{(\sigma_t)_{\min}}{\tau_0} = \frac{1}{\beta_a \tau_0 \sqrt{\mathcal{R}}} \approx \frac{1}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}}}. \quad (3.31)$$

Ошибка при рассогласованном фильтре, нормированная относительно ширины импульса по уровню половинной мощности на входе фильтра

$$\frac{\sigma_{t1}}{\tau_{3a}} = \frac{1}{K \tau_{3a} \sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{K_h \beta_h / \beta_\tau}{1,63 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} \quad (3.33)$$

(значения нормированной крутизны $K \tau_{3a}$ определяются по рис. 3.3, 3.4, 3.7 и 3.13).

Минимальная теоретическая ошибка для случая прямоугольного импульса

$$\frac{(\sigma_t)_{\min}}{\tau} = \frac{\sqrt{2}}{\mathcal{R}} \quad (K\tau = \sqrt{\mathcal{R}/2}). \quad (3.39)$$

Минимальная теоретическая ошибка для случая прямоугольного импульса, ограниченного по полосе частот

$$\frac{(\sigma_t)_{\min}}{\tau} \approx \frac{1}{\sqrt{2B_h \tau \mathcal{R}}} \quad (K\tau \approx \sqrt{2B_h \tau}). \quad (3.41)$$

Общее соотношение при потерях обработки L

$$\frac{\sigma_t}{\tau_{3a}} = \frac{\sqrt{L}}{K\tau_{3a}\sqrt{\mathcal{R}}}.$$

Некогерентная обработка n импульсов (потери детектирования L_x)

$$\frac{\sigma_t}{\tau_{3a}} = \frac{\sqrt{L_x}}{K\tau_{3a}\sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{(S/N)+1}}{K\tau_{3a}(S/N)\sqrt{2nL_m}}. \quad (3.58)$$

Радиолокационная система обнаружения (потери, обусловленные формой диаграммы направленности L_p)

$$\frac{\sigma_t}{\tau_{3a}} = \frac{\sqrt{L_x L_p}}{K\tau_{3a}\sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{(S/N)_m + L_p}}{K\tau_{3a}(S/N)_m} \sqrt{\frac{L_p}{2nL_m}}. \quad (3.59)$$

Соотношение между энергетическим коэффициентом и отношением S/N (по мощности)

$$\mathcal{R} = n\mathcal{R}_1 = 2nL_m S/N, \quad (1.30)$$

$$n = f_r t_0 = \frac{f_r}{2\beta_n} \quad (\text{РЛС сопровождения с шириной полосы следящей системы } \beta_n)$$

$$n = \frac{f_r \theta_3}{\omega} \quad (\text{РЛС обнаружения, осуществляющая обзор пространства со скоростью } \omega, \text{ рад/с}).$$

Если согласование фильтра промежуточной частоты со спектром сигнала достаточно хорошее и обеспечивает получение $S/N > 4$, ошибки можно определить с точностью порядка 10%. Для распространения этих методов вычислений на другие условия работы необходимо осуществить дополнительные вычисления в зависимости от типа систем:

а) Системы, работающие по нескольким импульсам $S/N > 4$, включая использование когерентных систем при $(S/N)_f > 4$. Производятся вычисления, перечисленные в табл. 3.10, и затем определяется ошибка на выходе системы $\sigma_t = \sigma_{t1} \sqrt{n}$, где n — количество накопленных импульсов. Это эквивалентно использованию в каждом из уравнений $\mathcal{R} = n\mathcal{R}_1$.

б) Некогерентные системы, $S/N < 4$. Производятся вычисления, указанные в п. а), но \mathcal{R} уменьшается на величину потерь в детекторе огибающей

$$L_x = [(S/N) + 1]/S/N.$$

Если для измерений в пределах априорно установленного интервала $\Delta \gg \sigma_t$ применяется дифференциатор, составляющая ошибки, обусловливаемая шумовой неоднозначностью, должна вычисляться по уравнению (3.43) и складываться с σ_t методом средних квадратов, применяемым для сложения случайных ошибок σ_t . Вероятность ложной тревоги можно вычислить по стандартным кривым распределения Райса (см. например, [11]).

в) Когерентные системы, $(S/N)_f < 4$. Производятся вычисления, указанные в п. а), но \mathcal{R} уменьшается на величину потерь детектирования

Таблица 3.10

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОШИБКИ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННОГО
ЗАПАЗДЫВАНИЯ ПО ОДИНОЧНОМУ ИМПУЛЬСУ ($\mathcal{R} = \mathcal{R}_1 > 1$)

Тип схемы	Монохроматический сигнал со сглаженной огibaющей		Прямоугольный им- пульс, ограниченный по полосе до B_a, B_h		Сжатие импульса, равномерный спектр и полоче B_a	
	опре- деляется	используется	опре- деляется	исполь- зуется	определяется	используется
Согла- сованный фильтр, диффе- ренциа- тор	$K_0 = \beta_a$	Ур-ние (3.14), табл. 3.4, Прил. А, Б	$(\sigma_t)_{min}$	Ур-ние (3.39)	β_a	$\beta_a = \pi B_a / \sqrt{3}$
			σ_{t1}	Ур-ние (3.41)	$(\sigma_t)_{min}$	Ур-ние (3.22)
	$(\sigma_t)_{min}$	Ур-ние (3.22)	Выби- рается большая	Рис. 3.6	τ_0	$\tau_0 = 0,886 / B_a$
					$(\sigma_t)_{min}$	Ур-ние (3.31)
Несогла- сованный фильтр, диффе- ренциа- тор	$\beta_h, \beta_{h1}, \beta_{a1}$	Ур-ния (3.16), (3.26) — (3.29), Прил. А, Б и ур-ние (3.30)	$K\tau$	Рис. 3.7	$\beta_h, \beta_{h1} = \beta_x$	Ур-ния (3.16,) (3.28), Прил А, Б и ур-ние (3.30)
	$K\tau_{3a}$	Ур-ние (3.34) или рис. 3.3 — 3.4	σ_{t1}/τ	Ур-ние (3.33)	K	Ур-ние (3.20)
	σ_{t1}/τ_{3a}	Ур-ние (3.33)			σ_{t1}	Ур-ние (3.23)
Фильтр и схема с расщеп- ленным стробом	$a_x(t)$	Ур-ние (3.9)	$K\tau$	Ур-ния (3.46) — (3.49) или рис 3.13	$a_x(t)$	Ур-ние (3.9) или Прил А, Б
	$K\tau_{3a}$	Ур-ния (3.46) — (3.51) или рис 3.13			$K\tau_{3x}$	Ур-ния (3.46) — (3.51) ¹⁾
	σ_{t1}/τ_{3a}	Ур-ние (3.33)	σ_{t1}/τ	Ур-ние (3.33)	σ_{t1}/τ_{3x}	Ур-ние (3.33) ¹⁾

¹⁾ Вместо τ_{3a} используется τ_{3x}

$$L_x = \frac{(S/N)_f + 1}{(S/N)_f}.$$

в) Радиолокационные системы обнаружения. Производятся вычисления согласно пп. а), б) или в), но \mathcal{R} и S/N дополнительно уменьшаются на величину потерь, обусловленных формой диаграммы направленности L_p , как это указано в табл. 2.4.

При отсутствии конкретных данных относительно формы сигнала, спектра или характеристик фильтра грубую оценку ошибки можно получить, приняв для выражения (3.58), что

$$\frac{\sigma_t}{\tau_{3a}} \approx \sqrt{\frac{L_x}{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{(S/N) + 1}}{(S/N) \sqrt{2nL_m}}.$$

ИЗМЕРЕНИЕ ДОППЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ В УСЛОВИЯХ ШУМОВ

Измерение частоты принятого сигнала или доплеровского сдвига частоты имеет большое значение во многих современных радиолокационных системах. В этой главе будут рассмотрены возможности РЛС в части измерения частоты. Эти возможности будут выражены через параметры сигналов и характеристики фильтров, рассмотренные в предшествующей главе (см. табл. 3.1), а также с помощью дополнительно вводимых параметров, требующихся для вычисления ошибки по частоте.

Когда цель облучается сигналом, излученным на частоте f_0 , частота принимаемого (отраженного) сигнала в соответствии с уравнением Допплера¹ сдвинута на величину f_d

$$f_d = f_0 \left[\frac{c - v_r}{c + v_r} - 1 \right] = -\frac{2f_0 v_r}{c} \left[1 - \frac{v_r}{c} + \frac{v_r^2}{c^2} - \dots \right], \quad (4.1)$$

$$f_d \approx -\frac{2f_0 v_r}{c} = -\frac{2v_r}{\lambda}. \quad (4.2)$$

Здесь v_r — производная дальности по времени (положительная для удаляющихся целей), c — скорость света и $\lambda = c/f_0$ — волна зондирующего сигнала. Решая эти уравнения относительно v_r , получаем

$$v_r = -\frac{f_d c}{2f_0} \left[1 - \frac{f_d}{2f_0} + \frac{f_d^2}{4f_0^2} - \dots \right], \quad (4.3)$$

$$v_r \approx -\frac{f_d c}{2f_0} = -\frac{f_d \lambda}{2}. \quad (4.4)$$

Относительное влияние члена второго порядка на величину f_d или v_r для объектов, находящихся под воздействием гравитационного поля Земли ($v_r < 10^4$ м/с), меньше, чем $3 \cdot 10^{-5}$. Для объектов, находящихся в атмосфере Земли, обычно используются приближенные соотношения (4.2) и (4.4).

В этой главе будут установлены соотношения между шириной спектра сигнала и шириной полосы пропускания приемника, спектральными распределениями, частотными характеристиками схем, длительностью сигнала, отношением сигнал/шум и ошибкой по доплеровскому сдвигу частоты для обычно используемых форм сигналов и систем измерения. Сначала будут проанализированы измерения по огибающей спектра сигнала, а затем теоретические выводы будут распространены на измерения, осуществляемые на основе линейчатой структуры спектра повторяющихся когерентных сигналов.

¹ При использовании сигналов с большим коэффициентом широкополосности может оказаться необходимым учитывать и влияние члена второго порядка.

4.1. ОГИБАЮЩАЯ СПЕКТРА И ЕГО ЛИНЕЙЧАТАЯ СТРУКТУРА

Анализ параметров сигнала и приемника, приведенный в гл. 3 применительно к вопросам измерения дальности, является основой и для анализа процесса измерения доплеровского сдвига частоты. Однако сначала необходимо уточнить временную и частотную шкалы, в пределах которых производятся измерения. Одиночный отраженный сигнал определяется временными и частотными характеристиками, приведенными в табл. 3.1 и изображенными на рис. 3.2, а — в. Измере-

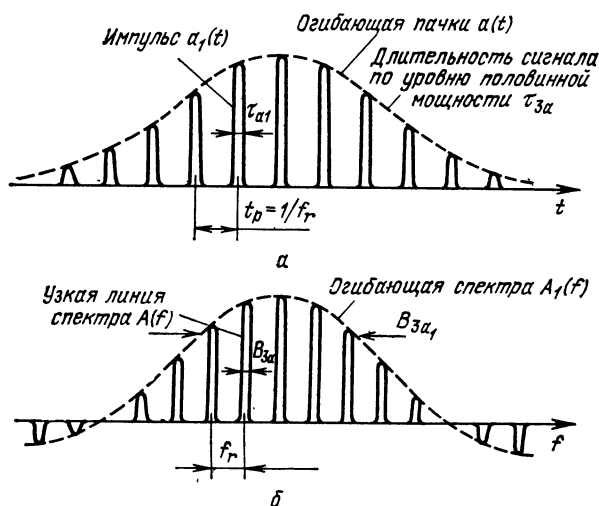


Рис. 4.1. Форма и спектр пачки когерентных импульсов:
а — форма пачки импульсов; б — спектр пачки импульсов.

ние частоты можно осуществить для одного такого импульса, а результаты для пачки импульсов можно получить путем объединения, производя усреднение без учета относительной фазы отдельных импульсов пачки. Такой процесс будет называться измерением по огибающей спектра или некогерентным измерением.

В других случаях можно сохранить определенные фазовые соотношения в пределах всей пачки импульсов либо путем получения всех импульсов от стабильного генератора незатухающих колебаний, либо путем гетеродинирования принятого сигнала с помощью когерентного гетеродина, синхронизируемого по фазе с каждым излучаемым (зондирующим) импульсом. Форма результирующего сигнала и его спектр после гетеродинирования изображены на рис. 4.1 вплоть до структуры узких спектральных линий $A(f)$ под огибающей спектра $A_1(f)$. Если имеется возможность разрешить неоднозначность для выбора соответствующей линии в принятом спектре, то измерения можно осуществлять в пределах ширины узких спектральных линий. Временной функцией $a(t)$ может быть двукратно используемая диаграмма направленности развертывающей антенны (в процессе обнаружения), либо временная

функция, характеризующая стабильность системы передатчик — цель — приемник (в процессе сопровождения).

При анализе точности измерений единственное различие между некогерентным и когерентным методами работы будет заключаться в масштабе и форме временных и частотных функций. При анализе некогерентного метода будут использоваться такие параметры, как длительность и форма отдельного импульса, обычно в масштабе микросекунд (ширина огибающей спектра в мегагерцах), в то время как при рассмотрении когерентного метода временная функция может охватывать период порядка секунды (ширина спектральной линии в герцах). Сначала мы рассмотрим некогерентный случай, а затем пачку когерентных импульсов. Дополнительно введенные и изображенные на рис. 4.1 обозначения относятся к функциям $a_1(t)$ и $A_1(f)$, описывающим одиночный импульс, и будут применены в последующем анализе, чтобы можно было отличить эти функции от функций линейчатого спектра, однако будут опущены при последующем общем анализе.

4.2. МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Функция отклика

В гл. 1 приведено уравнение, определяющее функцию отклика ψ приемной системы при заданном сигнале через ошибки измерения временного запаздывания и частоты относительно точки, на которую настроена система:

$$\psi(e_t, e_f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) A(f - e_f) \exp(j2\pi f e_t) df = \int_{-\infty}^{\infty} h(e_t - t) a(t) \exp(j2\pi e_f t) dt. \quad (4.5)$$

В этом уравнении использованы функции, описывающие сигнал и фильтр, приведенные в табл. 3.1. Примем, что временное запаздывание сигнала известно и что измеряется обусловленный движением цели доплеровский сдвиг частоты f_d , суммирующийся с частотой излученного сигнала f_0 . Произведя настройку приемника на точку его шкалы, соответствующую моменту времени $t_m = t_d$ и частоте $f_0 + f_m \approx f_0 + f_d$, затем будем изменять f_m с тем, чтобы найти максимум функции отклика при $f_d - f_m = e_f \approx 0$. Потенциально возможная точность определения положения этого максимума зависит от формы функции отклика по оси частот ($e_t = 0$):

$$\psi(0, e_f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) A(f - e_f) df = \int_{-\infty}^{\infty} h(-t) a(t) \exp(j2\pi e_f t) dt, \text{ В.} \quad (4.6)$$

Шум смещает кажущийся максимум функции отклика на некоторую величину, причем эта шумовая ошибка уменьшается, если функция отклика имеет резко выраженный максимум при $e_f = 0$.

Установлено (гл. 1), что идеальная функция отклика ψ_0 имеет место, когда приемная система согласована с сигналом. В качестве образца

вать в пределах некоторого диапазона частот, и по фильтру, имеющему максимальный выходной сигнал, определить f_d . Для выявления именно этого фильтра с помощью второго умножителя вырабатывается сигнал разностного канала, описываемый линейно-нечетной временной функцией. Пара фильтров, которой свойственно наименьшее отношение Δ/Σ , когда Σ превышает заданный пороговый уровень напряжения, дает наилучшую оценку f_d . Дискрет оценки можно снизить до любого заданного значения путем уменьшения ширины полосы пропускания ν и разнеса центральных частот фильтров, а также увеличения их количества до тех пор, пока не будет достигнут предел точности измерения частоты, определяемый шумом на входе системы. В реальных корреляторах частота входного сигнала $f_0 + f_d$ может преобразовываться в промежуточную частоту $f_c + f_d$, а гребенка фильтров — работать в диапазоне $f_c \pm (f_d)_{\max}$.

Между измерителем доплеровского сдвига частоты и измерителем угловых координат РЛС с многолепестковой диаграммой, на вход которого поступают суммарные и разностные сигналы от смежных лучей, снимаемые с формирующей лучи матрицы, имеется много общего. При измерении угловых координат временные весовые функции заменяются на пространственные весовые функции по раскрытию антенны, а соответствующие диаграммы направленности дальней зоны являются аналогом рассматриваемых здесь передаточных характеристик фильтров.

Принцип работы суммарного канала

На рис. 4.3 приведены временные характеристики для изображенного на рис. 4.2 коррелятора и соответствующие им Фурье-преобразования, т. е. спектры. Хотя эта группа функций во многом аналогична функциям, представленным на рис. 3.2 для случая измерения временного запаздывания сигнала, следует отметить, что в корреляторе в качестве простого произведения характеристики сигнала и весовой функции следует представить сигнал суммарного канала $a_c(t)$. Соответствующий спектр $A_c(\epsilon_f)$ является сверткой частотных характеристик сигнала и фильтра и, следовательно, шире каждой из них. Приведенные в табл. 4.1 соотношения указывают на следующие свойства суммарного канала коррелятора:

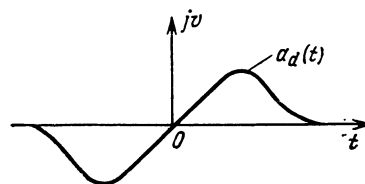
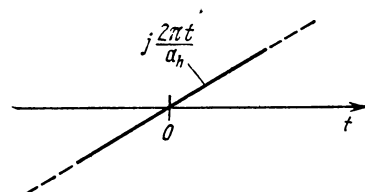
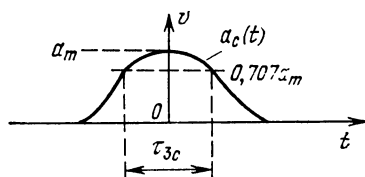
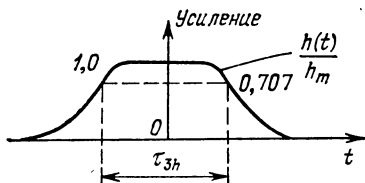
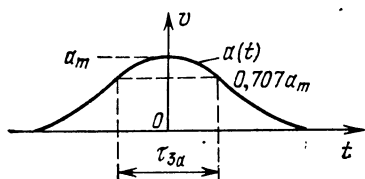
1. Характеристика умножителя представляет собой обращенное во времени безразмерное отображение весовой функции $h(t)$ с произвольно выбранной единичной максимальной амплитудой.

2. За исключением масштабного множителя $1/h_m$, спектр $A_c(\epsilon_f)$ на выходе умножителя является искомой функцией отклика, рассматриваемой относительно оси частот.

3. Напряжения, снимаемые с узкополосных фильтров, представляют собой выборки спектральной плотности напряжения $A_c(\epsilon_f)$ в дискретных точках и являются аналогами дискретных выборок огибающей сигнала $a_x(t)$ в измерителе временного запаздывания.

4. Общее (безразмерное) усиление системы по напряжению, отнесенное к функции отклика ψ , равно ν/h_m , но оно не влияет на отношение сигнал/шум или другие характеристические параметры.

Форма сигнала



Спектр частот

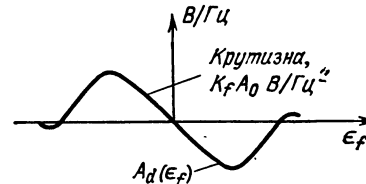
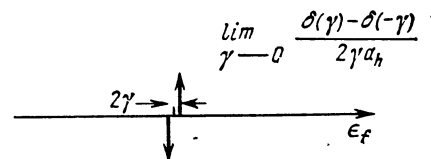
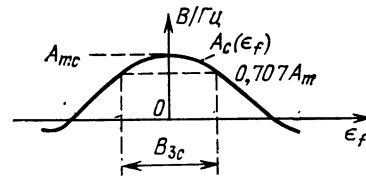
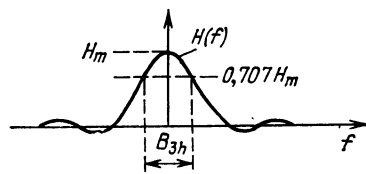
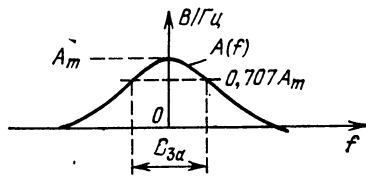


Рис. 4.3. Характеристики сигнала и коррелятора:

a — огибающая входного сигнала; b — весовая функция умножителя; $в$ — выходной сигнал умножителя суммарного канала (кривая $A_c(\epsilon_f)$, $B/\Gamma\zeta$ соответствует также кривой $\Sigma(\epsilon_f)$, B ; $г$ — характеристика умножителя разностного канала; $д$ — выходной сигнал умножителя разностного канала (кривая $A_d(\epsilon_f)$, $B/\Gamma\zeta$ соответствует также кривой $\Delta(\epsilon_f)$, B).

СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ СУММАРНОГО КАНАЛА КОРРЕЛЯТОРА

Координаты и постоянные

- t — время, измеряемое относительно середины характеристики сигнала и весовой функции, с;
 f — частота, измеряемая относительно середины спектра сигнала и передаточной функции фильтра, Гц;
 $\varepsilon_f = f_d - f_m$ — ошибка по доплеровскому сдвигу частоты, Гц;
 ν — ширина полосы пропускания каждого узкополосного фильтра, Гц.

Функциональные соотношения

- $a_c(t) = (1/h_m) h(-t) a(t)$ — огибающая выходного сигнала умножителя, В;
 $A_c(\varepsilon_f) = \frac{1}{h_m} \int_{-\infty}^{\infty} H(f) A(f - \varepsilon_f) df = \frac{1}{h_m} \psi(0, \varepsilon_f)$ — спектр на выходе умножителя, В · с;
 $\Sigma(\varepsilon_f) = \nu A_c(\varepsilon_f) = \frac{\nu}{h_m} \psi(0, \varepsilon_f)$ — огибающая сигнала на выходе суммарного канала, В;
 $S_x = \frac{1}{2} [\Sigma(0)]^2$ — средняя мощность на выходе при $\varepsilon_f = 0$, Вт;
 $N_0 \tau_{nh}$ — плотность энергии шума на выходе каждого фильтра, Вт · с²;
 $\nu N_0 \tau_{nh}$ — энергия шума на выходе каждого фильтра, Вт · с;
 $N = \nu^2 N_0 \tau_{nh}$ — средняя мощность шума на выходе каждого фильтра, Вт;
 $\frac{S_x}{N} = \frac{1}{2N} [\Sigma(0)]^2 = \frac{A_{mc}^2}{2N_0 \tau_{nh}}$ — отношение S/N на выходе суммарного канала при $\varepsilon_f = 0$.

Эффективность коррелятора

Коррелятор представляет собой согласованный фильтр в том случае, когда мультипликативная функция имеет вид:

$$h(-t)/h_m = a^*(t)/a_m.$$

Параметры системы для этого случая приведены в табл. 4.2. Они являются аналогами соотношений в частотной области для согласованных фильтров, приведенных в табл. 3.2. Когда используются другие

СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ КОРРЕЛЯТОРА, РЕАЛИЗУЮЩЕГО СОГЛАСОВАННУЮ
ФИЛЬТРАЦИЮ. (КОНСТАНТА В УРАВНЕНИИ (4.8) ПРИНЯТА РАВНОЙ

$$C = a_m / h_m, \text{ В } \cdot \text{ с.})$$

$$h(-t) = \frac{h_m}{a_m} a^*(t) \quad \tau_{nh} = \tau_{na}$$

$$H(f) = \frac{h_m}{a_m} A^*(f) \quad B_{nh} = B_{na}$$

$$\tau_a = \tau_h = \tau_c$$

$$B_a = B_h$$

$$B_{3c} = B_0$$

$$a_c(t) = \frac{|a(t)|^2}{a_m}$$

$$A_c(\varepsilon_f) = \frac{1}{a_m} \int_{-\infty}^{\infty} A^*(f) A(f - \varepsilon_f) df = \frac{1}{h_m} \Psi_0(0, \varepsilon_f)$$

$$A_{mc} = A_0 = \frac{1}{a_m} \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df = \frac{1}{a_m} \int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt = \frac{1}{h_m} \Psi_0(0, 0) =$$

$$= \frac{2E_1}{a_m} = a_m \tau_{na}$$

$$\Sigma_0 = \nu A_0$$

$$S_x = \frac{\nu^2 A_0^2}{2} = \nu^2 E_1 \tau_{na}$$

$$N = \nu^2 N_0 \tau_{na}$$

$$\frac{2S_x}{N} = \frac{2E_1}{N_0} = \mathcal{R}_1$$

$$\eta_f = 1$$

мультипликативные функции, эффективность определяется по уравнению:

$$\eta_f \equiv \frac{2(S_x/N)}{\mathcal{R}_1} = \frac{A_{mc}^2/N_0 \tau_{nh}}{A_0^2/N_0 \tau_{na}} = \frac{A_{mc}^2}{2E_1 \tau_{nh}} =$$

$$= \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} h(-t) a(t) dt \right|^2}{\int_{\tau_h} |h(t)|^2 dt \int_{\tau_a} |a(t)|^2 dt} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f) A(f) df \right|^2}{\int_{B_h} |H(f)|^2 df \int_{B_a} |A(f)|^2 df} \quad (4.9)$$

Чувствительность к ошибке

Чувствительность коррелятора к ошибке по частоте характеризуется производными выходного сигнала разностного канала (табл. 4.3).

В соответствии с методом, использованным в гл. 3, все отклики фильтров объединены в одну весовую функцию суммарного канала

Таблица 4.3

СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ РАЗНОСТНОГО КАНАЛА

$$a_d(t) = \frac{j2\pi t}{\alpha_h} a_c(t) \text{— выходной сигнал умножителя;}$$

$$A_d(e_f) = \frac{1}{\alpha_h} \frac{\partial A_c(e_f)}{\partial e_f} \text{— спектр выходного сигнала умножителя, В;}$$

$$\Delta(e_f) = v A_d(e_f) \text{— выходной сигнал фильтра, В;}$$

$$N_d = N = v^2 N_0 \tau_{nh} \text{— средняя мощность шума на выходе, Вт;}$$

$$\sqrt{\tau_{nh}/\tau_{na}} \text{— отношение выходного шума к сигналу согласованного фильтра;}$$

$$K_f \equiv - \frac{\sqrt{\tau_{na}/\tau_{nh}}}{\Sigma_0} \frac{\partial \Delta(e_f)}{\partial e_f} \bigg|_{e_f=0} = - \frac{\sqrt{\tau_{na}/\tau_{nh}}}{A_0} \frac{\partial A_d(e_f)}{\partial e_f} \bigg|_{e_f=0}$$

— относительная крутизна характеристики разностного канала, В/Гц;

K_{0f} — максимально возможное значение крутизны характеристики для данного сигнала;

$$K_{rf} \equiv K_f/K_{0f} = \frac{(\sigma_f)_{\min}}{\sigma_f} \text{— нормированная крутизна характеристики;}$$

$$h_d(t) = \frac{j2\pi t}{\alpha_h} h(t) \text{— весовая функция разностного канала от его входа до выхода умножителя;}$$

$$H_d(f) = \frac{1}{\alpha_h} \frac{dH(f)}{df} \text{— передаточная характеристика разностного канала от его входа до выхода умножителя.}$$

$h(t)$ и разностный сигнал получен путем идеального дифференцирования спектра выходного сигнала умножителя $A_c(f)$. Нормировочный множитель α_h (см. табл. 4.4) введен для поддержания равенства уровней напряжения шума и сигналов на выходах суммарного и разностного каналов. Относительная крутизна сигнала разностного канала и в этом случае определена как отношение его крутизны по напряжению к среднеквадратичному значению шума, деленное на отношение сигнал/шум по напряжению для идеального суммарного канала.

При оценке частоты сигналы и весовую функцию можно характеризовать с помощью параметров «среднеквадратичной длительности временных интервалов», которые в свою очередь определяются через вторые производные (по частоте) соответствующего спектра напряжения или передаточных функций (табл. 4.4).

ПАРАМЕТРЫ СРЕДНЕКВАДРАТИЧНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ
ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

$$\alpha_a \equiv \left[\frac{\int_{\tau_a} (2\pi t)^2 |a(t)|^2 dt}{\int_{\tau_a} |a(t)|^2 dt} \right]^{1/2} \quad \text{—среднеквадратичная длительность сигнала (по мощности), использованная Вудвордом [2].}$$

$$\alpha_h \equiv \left[\frac{\int_{\tau_h} (2\pi t)^2 |h(t)|^2 dt}{\int_{\tau_h} |h(t)|^2 dt} \right]^{1/2} \quad \text{—среднеквадратичная длительность квадрата весовой функции фильтра, равная также усилению дифференциатора по шуму на выходе фильтра.}$$

$$\alpha_c \equiv \left[\frac{\int_{\tau_c} (2\pi t)^2 |a(t)h(t)| dt}{\int_{\tau_c} |h(t)|^2 dt} \right]^{1/2} \quad \text{—среднеквадратичная длительность реального напряжения сигнала на выходе.}$$

П р и м е ч а н и е: Среднеквадратичную длительность каждой функции физически можно представить как кривизну соответствующей огибающей спектральной плотности напряжения.

$$\alpha_a^2 = -\frac{1}{A_{mc}} \frac{\partial^2 A_c}{\partial \varepsilon_f^2} \bigg|_{\varepsilon_f=0} \quad \begin{array}{l} \text{—нормированная вторая производная спектра} \\ |a(t)|^2 \text{ или выходного сигнала коррелятора,} \\ h(t) = \text{когда } h(t) \text{ согласовано с } a(t). \\ = h_m a(-t)/a_m \end{array}$$

$$\alpha_h^2 = -\frac{1}{A_{mc}} \frac{\partial^2 A_c}{\partial \varepsilon_f^2} \bigg|_{\varepsilon_f=0} \quad \begin{array}{l} \text{—нормированная вторая производная сигнала на} \\ \text{выходе коррелятора, когда } a(t) \text{ согласовано} \\ a(t) = \text{с } h(t). \\ = a_m h(-t)/h_m \end{array}$$

$$\alpha_c^2 = -\frac{1}{A_{mc}} \frac{\partial^2 A_c}{\partial \varepsilon_f^2} \bigg|_{\varepsilon_f=0} \quad \text{—нормированная вторая производная реального спектра напряжений на выходе.}$$

Используя эти определения, крутизну характеристики разностного канала K_f можно представить в виде функции среднеквадратичных длительностей временных интервалов и коэффициента эффективности фильтра:

Относительная крутизна характеристики разностного канала

$$K_f = -\frac{\sqrt{\tau_{na}/\tau_{nh}}}{A_0 \alpha_h} \frac{\partial^2 A_c}{\partial \varepsilon_f^2} \bigg|_{\varepsilon_f=0} = \frac{A_{mc}}{A_0} \sqrt{\frac{\tau_{na}}{\tau_{nh}}} \frac{\alpha_c^2}{\alpha_h} = \frac{\alpha_c^2}{\alpha_h} \sqrt{\eta_f}. \quad (4.10)$$

Нормированная крутизна характеристики разностного канала равна

$$K_{rf} \equiv \frac{K_f}{K_{0f}} = \frac{\alpha_c^2}{\alpha_a \alpha_h} \sqrt{\eta_f}, \quad (4.11)$$

где $\alpha_a = K_{0f}$ — наибольшая теоретическая (для согласованного фильтра) крутизна характеристики разностного канала. Значения α_a и α_h можно определять отдельно для сигнала и фильтра (используя таблицы, приведенные ниже в этой главе и в приложении), но значения α_c и η_f необходимо вычислять для каждого сочетания формы сигнала и весовой функции фильтра.

В зависимости от вида этих функций может оказаться более удобным определять крутизну характеристики разностного канала K_f либо по среднеквадратичным длительностям временных интервалов, либо по производным частотных функций. Так например, интегралы в пространстве частот проще вычисляются, если спектр сигнала или передаточную характеристику фильтра можно аппроксимировать функцией, первая или вторая производная которой в пределах каждого участка полосы частот имеет постоянную величину. Несколько эквивалентных выражений для K_f приведены в табл. 4.5 и некоторые из них мы используем в последующем анализе.

Таблица 4.5

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ K_f

Основная формула :

$$K_f \equiv - \left. \frac{\sqrt{\tau_{na}/\tau_{nh}}}{\Sigma_0} \frac{\partial \Delta(\varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f} \right|_{\varepsilon_f=0} \quad (A)$$

$$K_f = - \frac{\sqrt{\tau_{na}/\tau_{nh}}}{A_0} \left. \frac{\partial A_d(\varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f} \right|_{\varepsilon_f=0} = \frac{A_{mc}}{A_0} \sqrt{\frac{\tau_{na}}{\tau_{nh}}} \frac{\alpha_c^2}{\alpha_h} = \frac{\alpha_c^2}{\alpha_h} \sqrt{\eta_f}. \quad (B)$$

Если к характеристике суммарного канала отнести и характеристики устройств, то

$$A_d(\varepsilon_f) = \frac{1}{\alpha_n} \frac{\partial A_c}{\partial \varepsilon_f} = \frac{1}{\alpha_h h_m} \int_{-\infty}^{\infty} H(l) \frac{\partial A(f - \varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f} df = \quad (B)$$

$$= \frac{1}{h_m} \int_{-\infty}^{\infty} H_d(l + \varepsilon_f) A(f) df \quad (Г)$$

$$\left. \frac{\partial A_d}{\partial \varepsilon_f} \right|_{\varepsilon_f=0} = \frac{1}{h_m} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial H_d(f + \varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f} A(l) df. \quad (Д)$$

$$K_f = - \frac{\sqrt{\tau_{na}/\tau_{nh}}}{A_0 n_m} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial H_d(t+\varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f} A(f) df. \quad (E)$$

Подставляя $A_0 = A_m \sqrt{B_{na} \tau_{na}}$ и $h_m = H_m \sqrt{B_{nh}/\tau_{nh}}$,

$$K_f = - \frac{1}{\sqrt{B_{na} B_{nh}}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{H_m} \frac{\partial H_d(t+\varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f} \frac{1}{A_m} A(f) dt = \quad (Ж)$$

$$= - \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial H_d(t+\varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f} A(f) dt}{\left[\int_{B_a} |A(f)|^2 df \int_{B_h} |H(t)|^2 dt \right]^{1/2}}, \quad (3)$$

$$K_f = \frac{\frac{1}{\alpha_h} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial^2 H(t+\varepsilon_f)}{\partial \varepsilon_f^2} A(f) df}{\left[\int_{B_a} |A(f)|^2 df \int_{B_h} |H(t)|^2 dt \right]^{1/2}} = \quad (И)$$

$$= \frac{\int_{\tau_c} (2\pi t)^2 |h(t) a(t)| dt}{\left[\int_{\tau_h} (2\pi t)^2 |h(t)|^2 dt \int_{\tau_a} |a(t)|^2 dt \right]^{1/2}}. \quad (К)$$

Специфическим свойством среднеквадратичной длительности временной функции является ее связь с кривизной огибающей средней части соответствующего спектра напряжений (см. примечание к табл. 4.4). Как будет показано дальше, это свойство определяет верхний предел произведения $K_f B_{за}$ для практически используемых сигналов и фильтров и позволяет выразить ошибку в удобной форме, как некоторую часть ширины полосы сигнала.

4.3. СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ШУМОВЫХ ОШИБОК (ОДИНОЧНЫЙ ИМПУЛЬС)

Теоретический случай (согласованный фильтр)

Соотношение, выведенное Вудвордом и приведенное в гл. 1 [уравнение (1.20)], определяет минимальную ошибку измерения частоты при данной форме сигнала. Оно применимо, когда частота измеряется путем определения максимума сигнала на выходе согласованного фильтра, настроенного в пределах его спектра. Применительно к коррелятору, схема которого приведена на рис. 4.2, это соотношение определяет степень смещения кажущегося нуля на выходе гребенки узкополосных фильтров разностного канала, вызываемого наличием шума, когда весовая функция является обращенным во времени отображением сигнала.

Минимальная теоретическая ошибка (согласованный фильтр)

$$(\sigma_f)_{\min} = \frac{1}{\alpha_a \sqrt{\mathcal{R}_1}} = \frac{1}{K_{0f} \sqrt{\mathcal{R}_1}}. \quad (4.12)$$

Здесь величина \mathcal{R}_1 является отношением полной энергии в импульсном сигнале к мощности шума на 1 Гц, а величина α_a определена в табл. 4.4 для огибающей $a(t)$. Значения α_a для некоторых видов сигналов приведены в табл. 4.6.

Таблица 4.6

ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА И ФИЛЬТРА

Форма сигнала или его огибающая функция	$\frac{\tau_{B_{3a}}}{\tau_{B_{3h}}}$	$\frac{\tau_{3a}/\tau}{\tau_{3h}/\tau}$	$\frac{\tau_{na}/\tau}{\tau_{nh}/\tau}$	$\frac{\alpha_a/\tau_a}{\alpha_h/\tau_h}$	$\frac{\alpha_{a1}/\tau_a}{\alpha_{h1}/\tau_h}$	$\frac{\alpha_a B_{3a}}{\alpha_h B_{3h}}$	$\frac{\alpha_{a1} B_{3a}}{\alpha_{h1} B_{3h}}$
Прямоугольная, $a(t)=1$	0,886	1,000	1,000	1,81	1,81	1,607	1,607
Треугольная, $a(t)=1- 2t/\tau $	1,276	0,293	0,333	0,994	1,28	1,268	1,636
Параболическая, $a(t)=1-2t^2/\tau^2$	0,972	0,765	0,718	1,53	1,66	1,481	1,613
Параболическая, $a(t)=1-4t^2/\tau^2$	1,155	0,541	0,533	1,188	1,407	1,372	1,624
Косинусоидальная, $a(t)=\cos(\pi t/\tau)$	1,189	0,500	0,500	1,136	1,370	1,350	1,629
Типа «косинус- квадрат», $a(t)=\cos^2(\pi t/\tau)$	1,441	0,367	0,375	0,89	1,134	1,283	1,636
Типа «косинус четвертой степени» $a(t)=\cos^4(\pi t/\tau)$	1,853	0,263	0,313	0,669	0,886	1,240	1,645
Гауссова, $a(t)=\exp(-t^2/2\sigma_t^2)$ (при $\tau=6\sigma_t$)	1,53	0,278	0,295	0,74	1,048	1,177	1,665

¹⁾ Для гауссова импульса $B_{3a}/\sigma_t = \sqrt{\ln 2/\pi}$, $\tau_{3a}/\sigma_t = 2\sqrt{\ln 2}$, $\tau_{na}/\sigma_t = \sqrt{\pi}$, $\alpha/\sigma_t = \sqrt{2\pi}$, $\alpha_1/\sigma_t = 2\pi$.

Несогласованный фильтр

Если весовая функция приемника $h(t)$ не согласована с формой сигнала, происходит снижение отношения сигнал/шум в суммарном канале и крутизны характеристики разностного канала. Ошибка по единичному импульсу выражается следующим образом:

Ошибка по частоте при несогласованном фильтре

$$\sigma_{f1} = \frac{1}{K_f \sqrt{\mathcal{R}_1}} = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K_f \sqrt{2S/N}} = \frac{1}{K_f \sqrt{2L_m S/N}}. \quad (4.13)$$

Эту ошибку можно также определить через среднеквадратичные длительности сигнала и весовых функций:

$$\sigma_{f1} = \frac{\alpha_h}{\alpha_c^2 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} = \frac{\alpha_h}{\alpha_c^2 \sqrt{2S/N}}. \quad (4.14)$$

Для большинства видов сигналов и весовых функций длительность выходного сигнала гребенки фильтров можно приближенно определить следующим соотношением:

$$\frac{1}{\alpha_c^2} \approx \frac{1}{\alpha_{a1}^2} + \frac{1}{\alpha_{h1}^2}, \quad (4.15)$$

где

$$\alpha_{a1} \equiv \left[\frac{\int_{\tau_a} (2\pi t)^2 |a(t)| dt}{\int_{\tau_a} |a(t)| dt} \right]^{1/2} \quad \text{— среднеквадратичная длительность сигнала по напряжению.} \quad (4.16)$$

$$\alpha_{a1}^2 = -\frac{1}{A_m} \frac{\partial^2 A}{\partial f^2} \Big|_{f=0} \quad \text{— нормированная вторая производная спектра сигнала по напряжению.} \quad (4.17)$$

$$\alpha_{h1} \equiv \left[\frac{\int_{\tau_h} (2\pi t)^2 |h(t)| dt}{\int_{\tau_h} |h(t)| dt} \right]^{1/2} \quad \text{— среднеквадратичная длительность весовой функции.} \quad (4.18)$$

$$\alpha_{h1}^2 = -\frac{1}{H_m} \frac{\partial^2 H}{\partial f^2} \Big|_{f=0} \quad \text{— вторая производная передаточной характеристики фильтра.} \quad (4.19)$$

4.4. ОШИБКА, НОРМИРОВАННАЯ К ШИРИНЕ ПОЛОСЫ СИГНАЛА

Для монохроматических сигналов, ширина спектра которых определяется их формой, а не фазовой модуляцией, среднеквадратичные длительности связаны с шириной спектра по уровню половинной мощности следующими соотношениями:

$$\alpha_{a1} B_{3a} \approx \alpha_{h1} B_{3h} \approx \alpha_c B_{3c} \approx 1,63. \quad (4.20)$$

Используя эти соотношения, можно получить упрощенные выражения для ошибки по частоте в зависимости от ширины спектра на выходе умножителя суммарного канала. Для согласованного фильтра:

Минимальная теоретическая ошибка, нормированная
к ширине спектра на выходе коррелятора

$$\frac{(\sigma_f)_{\min}}{B_0} = \frac{1}{\alpha_a B_0 \sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{1}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}_1}}. \quad (4.21)$$

Для несогласованного фильтра

$$\frac{\sigma_{f1}}{B_{3c}} = \frac{1}{K_f B_{3c} \sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{\alpha_h/\alpha_c}{1,63 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}}. \quad (4.22)$$

Так как ширина спектра на выходе коррелятора зависит как от спектра сигнала, так и вида передаточной характеристики фильтра, введем для обозначения степени расширения спектра на выходе коррелятора относительно спектра сигнала коэффициент $K_3 \equiv B_{3c}/B_{3a}$ и будем вычислять его значение для каждого сочетания сигнала и характеристики фильтра. Тогда величину ошибки можно выразить через ширину спектра сигнала на входе.

Ошибка, нормированная к ширине спектра на входе

$$\frac{\sigma_{f1}}{B_{3a}} = \frac{1}{K_f B_{3a} \sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{K_s \alpha_h/\alpha_c}{1,63 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} \quad (4.23)$$

Нормированная крутизна $K_f B_{3a}$ является удобным критерием качества измерителя частоты, в связи с чем ниже будут произведены вычисления и приведены графики этой величины для нескольких, представляющих интерес случаев.

В общем случае выражения (4.10) и (4.20) можно объединить и выразить нормированную крутизну в виде функции эффективности коррелятора и отношений параметров, приведенных в табл. 4.6:

$$K_f B_{3a} \approx 1,63 \frac{p}{1+p^2} \frac{\alpha_{h1}}{\alpha_h} \sqrt{\eta_f}, \quad (4.24)$$

где $p \equiv \alpha_{h1}/\alpha_{a1}$ является мерой согласования коррелятора с сигналом (как и η_f), а α_{h1}/α_h зависит только от характеристики умножителя. Коэффициент расширения спектра также является функцией параметра p , как это следует из выражения

$$K_s \approx \frac{\alpha_{a1}}{\alpha_c} = \sqrt{\frac{1+p^2}{p^2}}. \quad (4.25)$$

Случай гауссовых сигнала и мультипликативной функции умножителя

Параметры монохроматического гауссова импульса, умноженного на гауссову функцию, приведены в табл. 4.7. От параметра $p = \sigma_c/\sigma_t$ зависят эффективность, коэффициент расширения спектра и нормированная крутизна характеристики разностного канала, как это показано на рис. 4.4. Соотношения в этом случае аналогичны соотношениям,

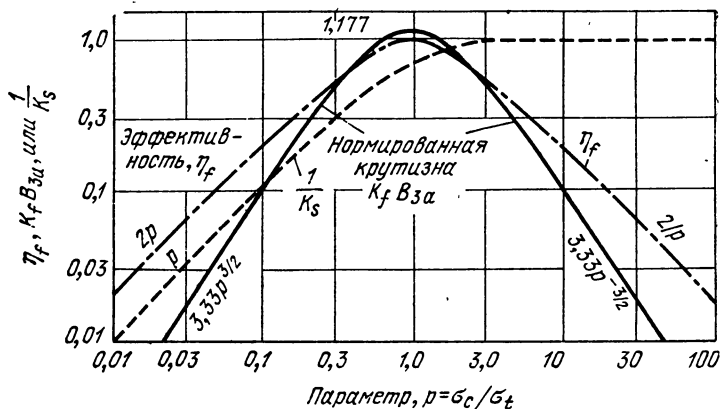


Рис. 4.4. Крутизна и эффективность при гауссовых импульсе и характеристике фильтра.

рассмотренным при анализе процесса измерения временной задержки в случае использования гауссова импульса и гауссова фильтра (табл. 3.5 и рис. 3.3).

Таблица 4.7

ПАРАМЕТРЫ ГАУССОВЫХ ИМПУЛЬСА И ФИЛЬТРА

$$a(t) = a_m \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}\right) = a_m \exp(-2\pi^2 \sigma_a^2 t^2),$$

$$A(f) = A_m \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_a^2}\right) = A_m \exp(-2\pi^2 \sigma_t^2 f^2),$$

$$\frac{h(t)}{h_m} = \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_h^2}\right) = \exp(-2\pi^2 \sigma_h^2 t^2),$$

$$a_c(t) = a_m \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}\right) = a_m \exp\left(-t^2 \frac{\sigma_t^2 + \sigma_c^2}{2\sigma_t^2 \sigma_c^2}\right),$$

$$A_c(f) = A_{mc} \exp\left(-2\pi^2 f^2 \frac{\sigma_t^2 \sigma_c^2}{\sigma_t^2 + \sigma_c^2}\right),$$

$$p \equiv \frac{\alpha_{h1}}{\alpha_{a1}} = \frac{\sigma_c}{\sigma_t},$$

$$\frac{\sigma_0}{\sigma_t} = \frac{\tau_{3c}}{\tau_{3a}} = \frac{B_{3a}}{B_{3c}} = \frac{1}{K_s} = \sqrt{\frac{p^2}{1+p^2}},$$

$$\tau_{3h} B_{3a} = \frac{2p \ln 2}{\pi} = 0,44p,$$

$$\eta_f = \frac{2p}{1+p^2},$$

$$K_f = 4\pi\sigma_t \left(\frac{\rho}{1+\rho^2} \right)^{3/2} = \frac{4\sqrt{\ln 2}}{B_{3\sigma}} \left(\frac{\rho}{1+\rho^2} \right)^{3/2} = \frac{3,33}{B_{3\sigma}} \left(\frac{\rho}{1+\rho^2} \right)^{3/2}.$$

$$K_{of} = \alpha_a = \sqrt{2} \pi \sigma_t = \frac{\sqrt{2 \ln 2}}{B_{3\sigma}} = \frac{1,177}{B_{3\sigma}},$$

$$K_{rf} = \frac{K_f}{K_{of}} = \left(\frac{2\rho}{1+\rho^2} \right)^{3/2},$$

$$\sigma_{f1} = \frac{1}{K_f \sqrt{B_1}} = \frac{B_{3\sigma}}{3,33} \sqrt{\frac{(1+\rho^2)^3}{\rho^3 B_1}}$$

$$(\sigma_f)_{\min} = \frac{B_{3\sigma}}{1,177 \sqrt{B}} \quad \text{для } \rho = 1.$$

Случай гауссова сигнала и прямоугольного строба

При практической реализации упрощенного коррелятора линейный умножитель в канале высокой или промежуточной частоты приемника заменяется на прямоугольный строб дальности. Характеристики

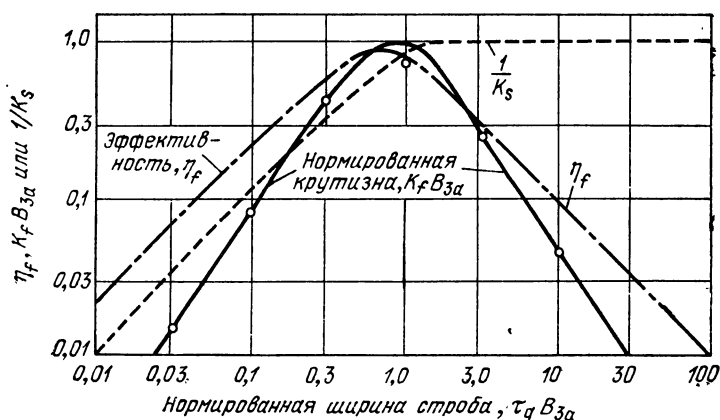


Рис. 4.5. Крутизна и эффективность при гауссовом импульсе и прямоугольном стробе.

Сплошная кривая соответствует точному значению $K_f B_{3\sigma}$. Кружки вдоль этой кривой определяют значения $K_f B_{3\sigma}$, вычисленные по уравнению (4.20).

имеют при этом тот же вид, что и в случае измерения временной задержки при прохождении гауссова сигнала через фильтр с прямоугольной характеристикой (рис. 3.4). Если принять, что τ_g означает ширину строба $y = \tau_g / (\sqrt{8}\sigma_t)$, тогда $\exp(-y^2)$ определяет относительную ве-

личину сигнала $a(t)/a_m$ в каждой половине центрированного строба. Из выражения (4.9) получаем, что

$$\eta_f = \frac{\left| \frac{1}{a_m} \int_{-\tau_g/2}^{\tau_g/2} a(t) dt \right|^2}{\frac{\tau_g}{a_m^2} \int_{-\tau_g/2}^{\tau_g/2} |a(t)|^2 dt} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{(\operatorname{erf} y)^2}{y}. \quad (4.26)$$

Кроме того, $\alpha_{h1} = \alpha_h = \pi \tau_g / \sqrt{3}$, $p = y \sqrt{2/3}$ и $K_s = \sqrt{(1.5 + y^2)/y}$,

$$K_f B_{3a} = \sqrt{6 \sqrt{\pi/2} \ln 2} y^{-3/2} \left[\operatorname{erf} y - \frac{2}{\sqrt{\pi}} y e^{-y^2} \right]. \quad (4.27)$$

На рис. 4.5 приведены кривые этих величин, а также показана степень совпадения с точными кривыми точек, рассчитанных по приближенному уравнению (4.20).

Случай прямоугольных импульса и строба

Для реальных РЛС часто принимают, что сигналы и стробы имеют прямоугольную форму, причем строб может быть шире или уже принимаемого импульса. Параметры характеристик для обоих случаев приведены в табл. 4.8. График нормированной крутизны характеристики разностного канала $K_f B_{3a}$ не приведен, так как при использовании по обеим осям логарифмического масштаба его можно представить в виде двух отрезков прямой линии с наклоном $3/2$ и $-3/2$ (относительно значения τ_g/τ_a), пересекающихся в точке $K_f B_{3a} = 1,607$, соответствующей согласованному фильтру.

Таблица 4.8

ПРЯМОУГОЛЬНЫЕ ИМПУЛЬС И СТРОБ

$$a(t) = a_m \text{ для } \tau_a \leq \tau_g,$$

$$A(f) = A_m \frac{\sin \pi f \tau_a}{\pi f \tau_a}, \text{ где } A_m = a_m \tau_a, B_{na} = 1/\tau_a,$$

$$h(t) = 1 \text{ для } \tau_g, a_c(t) = a_m \text{ для } \tau_a,$$

$$E_1 = \frac{a_m^2 \tau_a}{2},$$

$$\alpha_a = \alpha_{a1} = \alpha_c = \frac{\pi \tau_a}{\sqrt{3}} = K_{of} = \frac{1,607}{B_0},$$

$$\alpha_h = \alpha_{h1} = \frac{\pi \tau_g}{\sqrt{3}},$$

$$\eta_f = \frac{\alpha_m^2 \tau_a^2}{\tau_g a_m^2 \tau_a} = \tau_a / \tau_g,$$

$$(\sigma_f)_{\min} = \frac{\sqrt{3}}{\pi \tau_a \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{B_0}{1,607 \sqrt{\mathcal{R}}} \quad (\text{согласованный фильтр } \tau_a B_0 = 0,886)$$

$$\sigma_{f1} = \frac{\alpha_h}{\alpha_a^2 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} = \frac{\sqrt{3\tau_g^2}}{\pi \sqrt{\tau_a^3 \mathcal{R}_1}},$$

$$K_f B_{3a} = 1,607 (\tau_a / \tau_g)^{3/2}.$$

Аналогично, когда $\tau_a > \tau_g$, $a_c(t) = a_m$ для τ_g ,

$$\alpha_c = \alpha_h = \alpha_{h1} = \frac{\pi \tau_g}{\sqrt{3}},$$

$$\eta_f = \tau_g / \tau_a,$$

$$K_f B_{3a} = 1,607 (\tau_g / \tau_a)^{3/2},$$

$$\sigma_{f1} = \frac{\alpha_h}{\alpha_{h1}^2 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} = \frac{\sqrt{3\tau_a}}{\pi \sqrt{\tau_g^3 \mathcal{R}_1}}.$$

Случай сигнала с обогащенным спектром

Высокочастотное заполнение прямоугольного импульса большой длительности часто кодируют путем внутренней фазовой модуляции с целью улучшения разрешения по дальности. Если приемный фильтр (фильтр сжатия) согласован с импульсом в пределах всей его длительности τ_a , свойства системы в части измерения частоты оказываются идентичными свойствам системы, в которой используются некодированные (монокроматические) импульсы такой же длительности. Минимальная теоретическая ошибка определяется соотношением (4.12) при $\alpha_a = \pi \tau_a \sqrt{3}$. Для уменьшения боковых лепестков, расположенных по оси времени около основного сжатого сигнала, необходимо, чтобы в приемном фильтре осуществлялась весовая обработка сигнала. Взвешивание снижает чувствительность системы к ошибкам согласно уравнениям (4.14) и (4.15) вследствие уменьшения среднеквадратичных длительностей весовой функции и сигнала на выходе умножителя. Следует отметить, что сигнал на выходе эквивалентного коррелятора $a_c(t)$ не сжимается во времени, но спектр этого сигнала сжат по частоте в результате устранения в умножителе фазовой модуляции.

Подставляя в уравнение (4.10) соответствующие соотношения из табл. 4.4, получаем, что для $|a(t)| = 1$ в пределах длительности импульса τ_a

$$K_f = \frac{\int_{\tau_h}^{\tau_a} (2\pi t)^2 |h(t)| dt}{\left[\tau_a \int_{\tau_h}^{\tau_a} (2\pi t)^2 |h(t)|^2 dt \right]^{1/2}} \quad (\tau_h \leq \tau_a). \quad (4.28)$$

Легко убедиться, что это выражение имеет вид такой же, как и использованное ранее выражение (2.14) для вычисления крутизны характеристики разностного канала по угловым координатам, а также приведенное в табл. 3.6 соотношение для крутизны характеристики разностного канала по координате дальности для случая равномерного

спектра. Кроме того, для сигнала с линейной частотной модуляцией веса функции $h(t)$ аналогичны весам $H(f)$, так что крутизна связана с уровнем временных боковых лепестков в соответствии с рис. 2.2 — 2.4. Когда ошибка нормирована относительно полной ширины спектра сигнала B_a , получаем, что

$$\frac{\sigma_{f1}}{B_a} = \frac{K_s (\alpha_h / \alpha_{h1})}{1,81 D \sqrt{\eta_1 \beta_{11}^2}}, \quad (4.29)$$

где коэффициент широкополосности сигнала $D \equiv B_a \tau_a$, а коэффициент расширения спектра при сжатии импульса определяется как $K_s \equiv B_{sc} / B_0$. Этот коэффициент аналогичен коэффициенту расширения диаграммы направленности K_a , использованному в гл. 2, и в случае прямоугольного импульса равен $\pi \tau_a / \sqrt{3} \alpha_{h1}$.

4.5 ЧАСТОТНЫЙ ДИСКРИМИНАТОР

Упрощенная модель

Предшествующее рассмотрение характеристик коррелятора является основой для анализа работы более часто используемого частотного дискриминатора. Упрощенная блок-схема такой системы изобра-

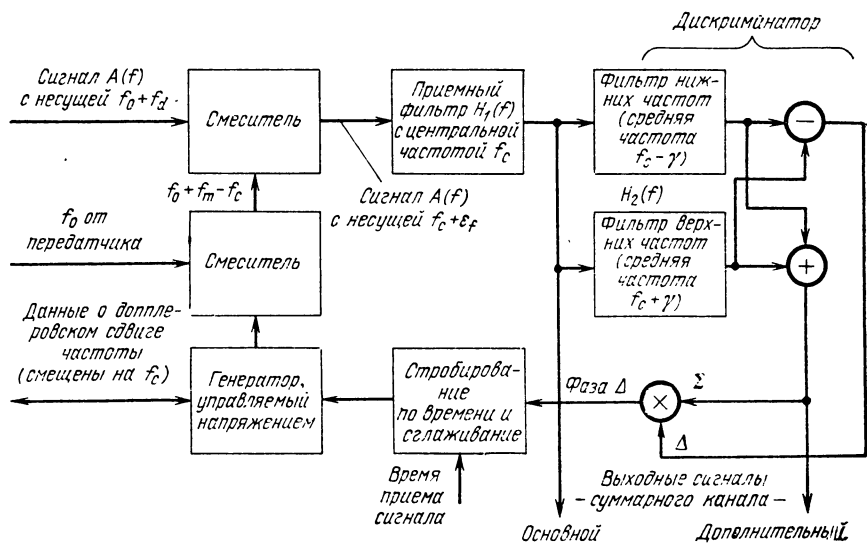


Рис. 4.6. Упрощенная блок-схема системы сопровождения по доплеровской частоте

жена на рис. 4.6, а частотные характеристики представлены на рис. 4.7. Основным элементом являются два приемных фильтра с небольшим разномом между их центральными частотами. При вычитании выходных сигналов фильтров образуется выходной сигнал разностного канала, характеристика зависимости напряжения которого от ошибки по частоте (зависимость Δ от ϵ_f) подобна характеристике кор-

релятора (рис. 4.3). Таким образом, доплеровский сдвиг частоты сигналов, спектр которых лежит между этими двумя частотами фильтров, можно измерить с точностью, определяемой крутизной характеристики разностного канала K_f эквивалентного коррелятора. Если каждый фильтр согласован с сигналом, а разнос частот по сравнению с шириной спектра сигнала имеет небольшую величину, идеальная ха-

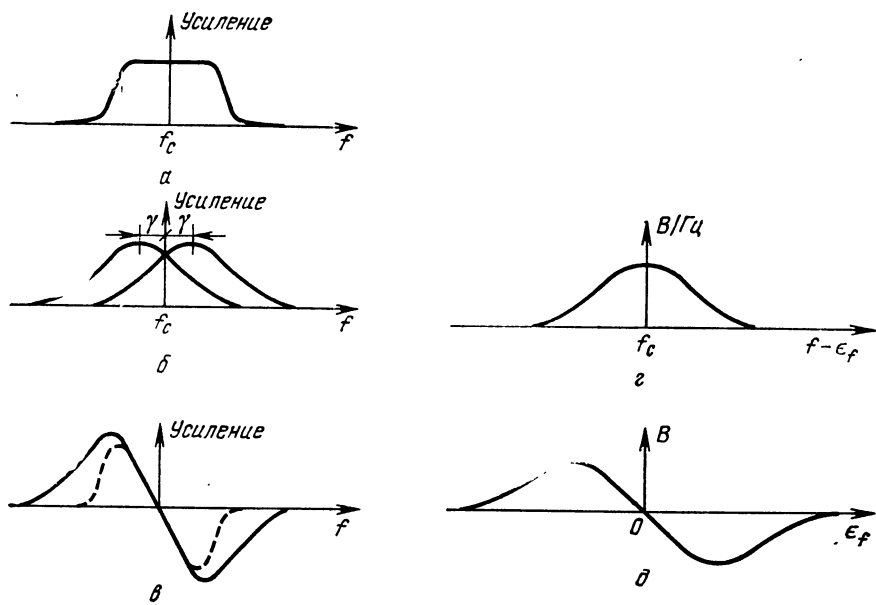


Рис. 4.7. Частотные характеристики дискриминатора схемы на рис. 4.6.

a — приемный фильтр $H_1(f)$; $б$ — фильтры дискриминатора $H_2(f)$; $в$ — частотная характеристика дискриминатора $H_d(f)$ (сплошная кривая без $H_1(f)$, пунктирная кривая — с $H_1(f)$); $г$ — входной сигнал $A(f)$; $д$ — зависимость выходного сигнала разностного канала от ошибки (Δ от ϵ_f).

рактеристика получается для сигналов, расположенных вблизи от средней точки. Для настройки системы примерно на частоту сигнала требуется либо сопровождение сигнала по частоте, либо априорная оценка его частоты.

Эквивалентный коррелятор

При любой характеристической кривой системы приемник — дискриминатор (кривой зависимости Δ от ϵ_f) можно использовать эквивалентный коррелятор (рис. 4.8) с идеальным дифференциатором и комбинированной весовой функцией $h(t)$, представляющей собой свертку h_1 с h_2 . Функция $h_1(t)$ используется для описания реальной весовой функции суммарного канала, а на выходной сигнал разностного канала влияет только свертка h_1 с h_2 , являющаяся весовой функцией пары фильтров дискриминатора. Изображенные на рис. 4.9 кривые представляют собой весовые функции и параметры фильтров для идеализированного дискриминатора с характеристикой треугольного типа.

Если принять, что приемный фильтр H_1 является широкополосным относительно H_2 и сигнала, то система будет иметь характеристики, приведенные в табл. 4.9. В этом случае разрывы передаточной функции приводят к весовым функциям бесконечной длительности. Крутизну характеристики разностного канала K , наиболее удобно определять, используя выражение (Ж) табл. 4.5, так как свертку производной H_d со спектром сигнала получить очень легко. Результирующие кривые для прямоугольного импульсного сигнала приведены на рис. 4.10.

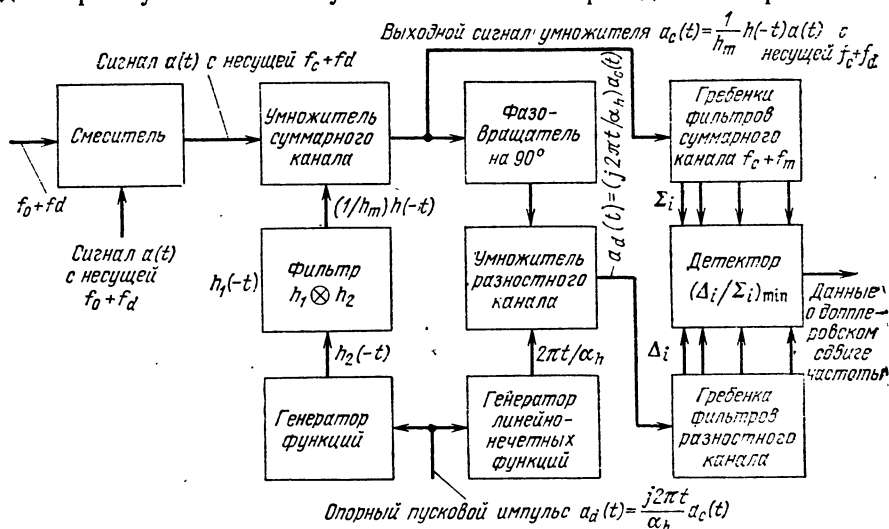


Рис. 4.8. Блок-схема коррелятора, эквивалентного дискриминатору (рис. 4.6).

На этом же рисунке приведены аналогичные кривые для идеализированного дискриминатора с характеристикой прямоугольного типа, состоящего из двух фильтров со смежными прямоугольными характеристиками, выходные сигналы которых вычитаются один из другого. Кривые для стробируемых систем будут рассмотрены ниже.

Таблица 4.9
ПАРАМЕТРЫ ДИСКРИМИНАТОРА С ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ТРЕУГОЛЬНОГО ТИПА

$$h_2(t) = h_m \frac{3}{x^2} \left[\frac{\sin x}{x} - \cos x \right] \text{— эквивалентная весовая функция суммарного канала, где } x = \pi B_h t,$$

$$H_2(f) = H_m \left[1 - \left(\frac{2f}{B_h} \right)^2 \right] \text{— эквивалентная передаточная характеристика суммарного канала для области } |f| < B_h/2,$$

$$h_d(t) = \frac{j2\pi t}{\alpha_h} h_2(t) \text{— весовая функция дискриминатора,}$$

$$H_d(f) = \frac{1}{\alpha_h} \frac{\partial H_2(f)}{\partial f} = \frac{H_m}{\alpha_h} \frac{8f}{B_h^2} \text{— передаточная характеристика дискриминатора для } |f| < B_h/2,$$

$$\tau_{nh} = \frac{6}{5B_h} \text{— эквивалентная длительность функции } h_2(t) \text{ суммарного канала,}$$

$\alpha_h = \frac{\sqrt{10}}{B_h}$ — среднеквадратичная длительность функции $|h_2(t)|^2$ суммарного канала,

$B_{nh} = \frac{8B_h}{15 H_2(f)}$ — шумовая ширина полосы характеристики суммарного канала

$$K_f = \frac{1}{A_m} \sqrt{\frac{3}{B_{na} B_h}} \left[\frac{2}{B_h} \int_{B_h} A(f) df - A(B_h/2) - A(-B_h/2) \right].$$

Для импульсного сигнала $A(f) = A_m (\sin \pi f \tau) / \pi f \tau$ при $B_{na} = 1/\tau$,

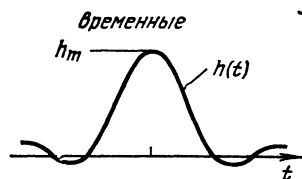
$$K_f = \sqrt{\frac{12\tau}{B_h}} \left[\frac{\text{Si}(z)}{z} - \frac{\sin z}{z} \right], \quad \text{где } z = \pi B_h \tau / 2,$$

$$K_f B_{3a} = 1,96 (B_h \tau)^{-3/2} [\text{Si}(z) - \sin z] \approx$$

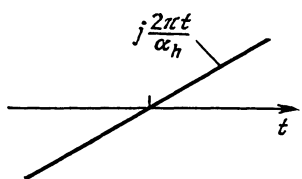
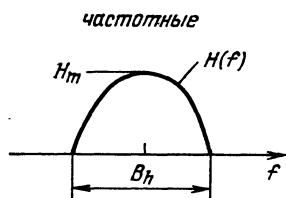
$$\approx 3,05 (B_h \tau)^{-3/2} \approx \text{для } B_h \tau \gg 1,$$

$$\approx 0,875 (B_h \tau)^{3/2} \text{ для } B_h \tau \ll 1.$$

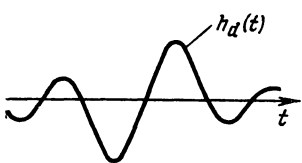
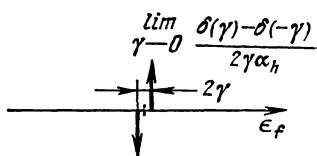
Функции



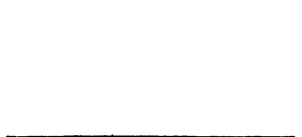
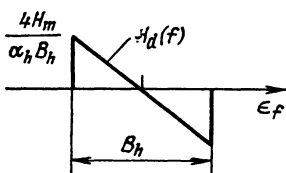
а



б



в



г

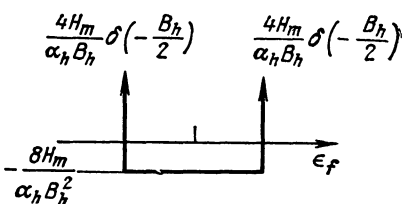


Рис. 4.9. Параметры дискриминатора с характеристикой треугольного типа:
а — фильтр суммарного канала; б — умножитель разностного канала; в — эквивалентный
фильтр разностного канала; г — производная $H_d(f)$, использованная в уравнении (Ж)
табл. 4.5.

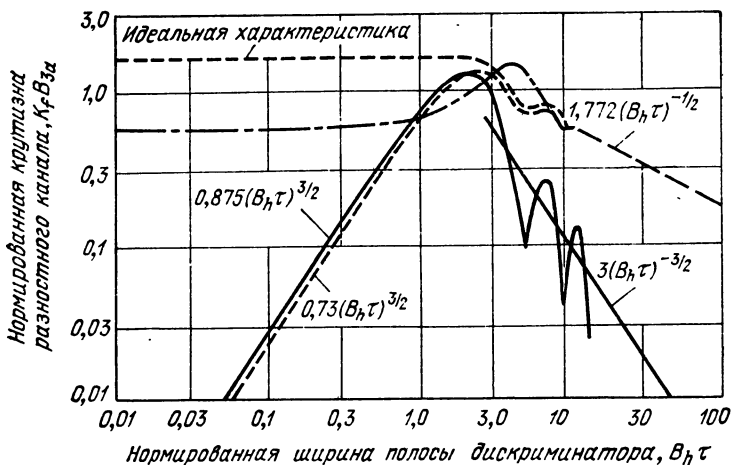


Рис. 4.10. Чувствительность идеализированных дискриминаторов при прямоугольном импульсном сигнале.

Сплошная кривая относится к характеристике треугольного типа; штриховая кривая — к характеристике прямоугольного типа; штрих-пунктирная кривая — к стробированному дискриминатору с характеристикой прямоугольного типа ($\tau_g = 2\tau$); с коротким штрихом — к нему же при ($\tau_g = \tau$).

Влияние излишне широкой полосы дискриминатора

Уменьшение нормированной крутизны кривых при $B_h\tau \gg 1$ (рис. 4.10) указывает на невозможность использования информации, принимаемой на протяжении всей длительности импульса. Эквивалентный коррелятор имеет весовую функцию, которая осуществляет выборки вблизи центра импульса, не используя большую часть его энергии. На практике для работы по сигналам с неизвестным сдвигом частоты могут потребоваться дискриминаторы с очень широкой полосой пропускания, однако, чтобы восстановить большую часть утраченной информации, их выходные сигналы могут усредняться или фильтроваться в пределах всей длительности импульса (см. разд. 4.7).

Использование стробирования в приемнике перед дискриминатором

Стробирование сигнала в широкополосном каскаде, включенном в систему до приемного фильтра, приводит к устранению шума, возникающего по оси времени до и после строба. Когда ширина строба равна длительности импульса, ширину полосы пропускания последующих каскадов можно уменьшить, чтобы получить идеальную согласованную систему ($K_f B_{3a} = 1,607$). При расширении строба нормированная крутизна уменьшается:

$$K_f B_{3a} \approx 1,607 (\tau/\tau_g)^{3/2} \text{ для } \tau_g > \tau, B_h\tau < 1. \quad (4.30)$$

Так, когда ширина строба в два раза больше длительности импульса, крутизна при малых значениях ширины полосы пропускания состав-

ляет примерно 0,57, как это следует из штрих-пунктирной кривой рис. 4.10. Для идеализированного дискриминатора с характеристикой прямоугольного типа крутизна с увеличением B_h возрастает, достигая при $B_h \tau \approx 4$ почти такого же максимального значения, как и в случае использования согласованного фильтра.

Кривые для дискриминатора с использованием стробирования наиболее просто можно рассчитать путем комбинирования в выражении для K_f интегралов с частотой и временем в качестве переменных интегрирования, используя из табл. 4.5 числитель уравнения (И) и знаменатель уравнения (К)

$$K_f = \frac{- \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial^2 H(f + v_f)}{\partial v_f^2} A(f) df}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt \int_{-\tau_g/2}^{\tau_g/2} (2\pi t)^2 |h(t)|^2 dt \right]^{1/2}} \quad (4.31)$$

Из табл. 4.5 видно, что размерности и константы в этой формуле совместимы с определением K_f . Характеристики фильтра $H(f)$ и $h(t)$ относятся к комбинации приемного фильтра и дискриминатора, включенной после стробирующего каскада; влияние стробирования на шум на выходе системы учитывается конечными пределами интегрирования для второго интеграла в знаменателе. До тех пор, пока весь сигнал находится в границах строба, процесс стробирования не оказывает влияния на величину выходного сигнала системы и интегрирование можно осуществлять в пределах, равных бесконечности. В случае прямоугольных импульса и строба можно использовать следующее уравнение для нормированной крутизны характеристики разностного канала:

$$K_f B_{3\alpha} = \frac{1,97 |1 - (\sin z)/z|}{\sqrt{z [\text{Si}(2y) - 0,5 \text{Si}(4y) - (\sin y)^4/y]}}, \quad (4.32)$$

где $z = \pi B_h \tau/2$ и $y = \pi B_h \tau_g/4$.

Для всех рассмотренных на рис. 4.10 случаев можно считать, что колебания функций выше значения $B_h \tau = 1$ обусловлены резкими разрывами характеристики идеального дискриминатора. Физически реализуемые схемы таких разрывов не имеют и их функции отклика более плавные, чем функции, представленные на этом рисунке, хотя в общем подобны им.

4.6. ПАЧКА КОГЕРЕНТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Сигналы большой длительности

Предшествующий материал был посвящен анализу процессов измерения частоты одиночного импульсного сигнала, причем ошибка измерения определялась в функции длительности импульса и ширины его спектра. В ходе этого анализа никаких ограничений на длительность рассматриваемых сигналов не налагалось, в связи с чем все по-

лученные результаты можно распространить и на «импульсы», образуемые в результате включения на определенный период времени передатчика незатухающих колебаний или в результате развертки луча антенны РЛС с непрерывным излучением при стационарной цели. В той мере, в которой рассматривается согласование между шириной полосы частот сигнала и шириной полосы пропускания системы приемник — дискриминатор (или между длительностями сигнала и весовой функции коррелятора), уравнения для крутизны характеристики разностного канала и шума непосредственно применимы для сигналов любой длительности. Конечно, для того, чтобы приемная система обладала соответствующей функцией отклика с резко выраженным максимумом в области частот, частота сигнала должна оставаться постоянной или изменяться в соответствии с некоторым известным законом.

Пачка импульсов

В тех случаях, когда опорная фаза может сохраняться в течение интервала времени формирования пачки импульсов, длительность всей пачки при анализе процесса измерения частоты можно рассматривать

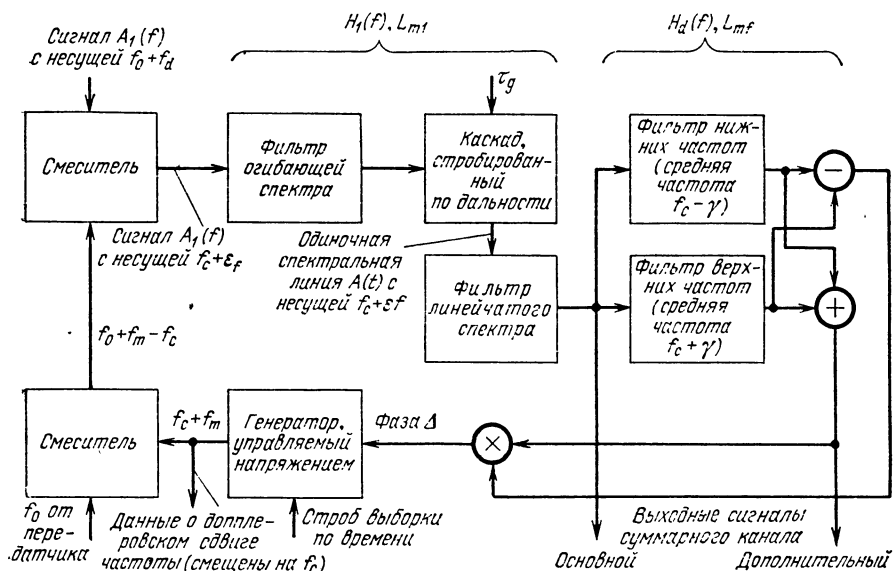


Рис. 4.11. Упрощенная блок-схема РЛС сопровождения по спектральной линии.

как эффективную длительность сигнала. Приемная система должна быть согласована со структурой узких спектральных линий под огибающей спектра (рис. 4.1). Один из методов практической реализации такого фильтра заключается в использовании в приемнике стробирования по дальности перед фильтрацией линейчатого спектра (рис. 4.11). Строб, повторяющийся в моменты поступления каждого импульса принимаемой пачки, можно рассматривать как часть фильтра «огибающей

Приведенная на рис. 4.12 блок-схема эквивалентного коррелятора иллюстрирует метод разделения двух функций фильтра с целью упро-

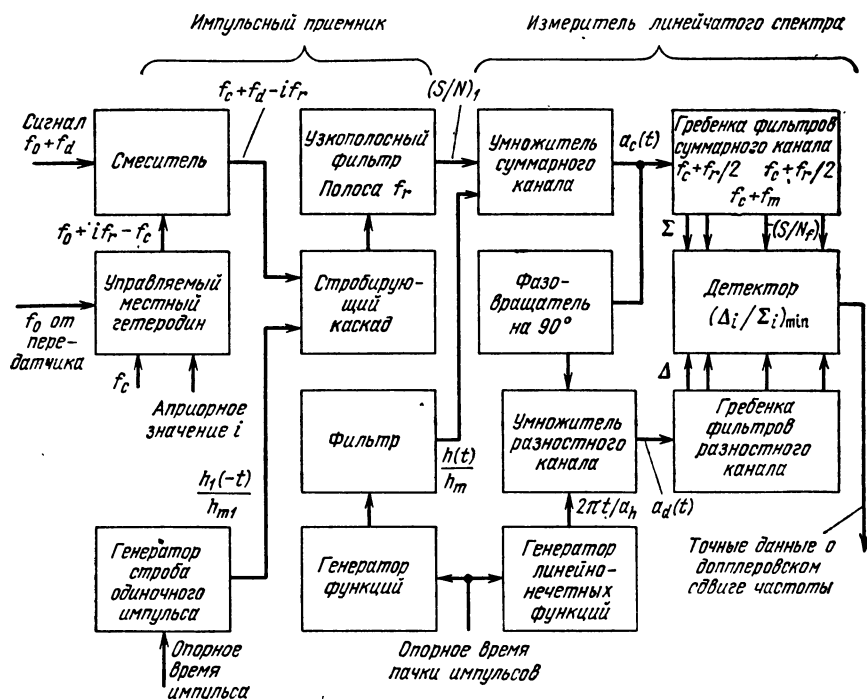


Рис. 4.12. Блок-схема коррелятора, эквивалентного системе сопровождения по спектральной линии.

щения анализа. Смеситель, стробирующий каскад и идеальный узкополосный фильтр, ширина полосы которого равна f_r , преобразуют принятую пачку импульсов в низкочастотную огибающую модуляции с несущей частотой $f_c + f_d - if_r$. В этой точке схемы отношение мощности сигнала к мощности шума в пределах интервала f_r равно отношению S/N в максимуме прошедшего через фильтр импульса (рис. 4.11), измененному за счет интегрирования в пределах длительности строба τ_g . При изменении амплитуды пачки импульсов (в случае изменения угла отклонения луча антенны или флюктуаций отраженного от цели сигнала) огибающая модуляции воспроизводит эти изменения и на входе коррелятора узкого линейчатого спектра эта огибающая представляет собой сигнал $a(t)$. Измерения частоты осуществляются в интервале частот $f_c \pm f_r/2$ и в тех случаях, когда доплеровский сдвиг частоты превышает $f_r/2$, центральная линия сигнала перемещается

в этот интервал путем соответствующего выбора частотного сдвига if_r , вводимого в первый смеситель. Ошибка в выборе целого числа i приводит к кратной f_r неоднозначности измерения доплеровского сдвига частоты и, если ошибка имеет большую величину, возможно также уменьшение отношения (S/N) .

Оценка отношения сигнал/шум

Так как для определения ошибки по частоте, обусловленной шумом, используется формула, подобная выражению (4.13), необходимо использовать значение энергетического коэффициента \mathcal{R} , соответствующее всей пачке импульсов, и ввести в формулу коэффициенты потерь для учета воздействия двух процессов фильтрации — одного применительно к каждому отдельному импульсу и другого применительно к огибающей пачки импульсов. Для периода наблюдения, который охватывает всю пачку импульсов, энергетический коэффициент определяется по формуле:

$$\mathcal{R} = \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left[a_1(t) \frac{a(t)}{a_m} \right]^2 dt, \quad (4.33)$$

где $a_1(t)$ — функция, характеризующая форму одиночного сигнала, повторяется через временные интервалы t_p и модулируется нормированной функцией $a(t)/a_m$. Энергетический коэффициент для одиночного импульса достигает максимального значения при $a(t) = a_m$. Это значение равно

$$\mathcal{R}_m = \frac{1}{N_0} \int_{\tau_{a1}} |a_1(t)|^2 dt = \frac{2S\tau}{N_0} = 2L_{m1} (S/N)_m, \quad (4.34)$$

где L_{m1} — потери согласования в импульсном приемнике, $(S/N)_m$ — максимальное значение отношения $(S/N)_1$ в интервале пачки импульсов и $S\tau$ — энергия одиночного импульса.

При анализе работы РЛС обнаружения используется величина t_0 , обозначающая время облучения цели, т. е. период времени, в течение которого цель находится между точками по уровню половинной мощности однократно используемой диаграммы направленности. Количество импульсов, принимаемых за один период развертки, составляет $n = f_r t_0$, и полная энергия равна

$$\mathcal{R} = \frac{n\mathcal{R}_m}{L_p} = \frac{2nL_{m1} (S/N)_m}{L_p}, \quad (4.35)$$

где L_p — потери, обусловленные формой диаграммы направленности. Потери L_{m1} уменьшают эффективный энергетический коэффициент сигнала, который может быть получен с помощью измерителя и который равен

$$\mathcal{R}_f = \frac{\mathcal{R}}{L_{m1}} = \frac{n\mathcal{R}_m}{L_{m1} L_p} = \frac{2n (S/N)_m}{L_p}. \quad (4.36)$$

Наконец, можно определить отношение сигнал/шум на выходе суммарного канала измерителя:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_f \equiv \frac{[\Sigma(0)]^2}{2N_f} = \frac{\eta_f \mathcal{R}_f}{2} = \frac{n(S/N)_m}{L_p L_{mf}}, \quad (4.37)$$

где $L_{mf} = 1/\eta_f$ — потери, обусловленные согласованием фильтра узкого линейчатого спектра с отдельной спектральной линией, определяемые по формуле (4.9).

В РЛС сопровождения t_0 является временным интервалом, в течение которого осуществляются измерения, причем все импульсы пачки принимаются при одинаковом коэффициенте усиления ($L_p = 1,0$).

Если в РЛС имеется следящая система или фильтр выходных данных с шириной шумовой полосы пропускания β_n (однополосной), то $t_0 = 1/(2\beta_n)$, $n = f_r/(2\beta_n)$ и

$$\mathcal{R}_f = \frac{n\mathcal{R}_1}{L_{m1}} = \left(\frac{S}{N}\right)_1 \left(\frac{f_r}{\beta_n}\right), \quad (4.38)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_f = \frac{n\mathcal{R}_1}{2L_{m1} L_{mf}} = \frac{(S/N)_1 (f_r/\beta_n)}{2L_{mf}}. \quad (4.39)$$

Интервал времени измерения или наблюдения t_0 в РЛС сопровождения часто превышает время, в течение которого может поддерживаться когерентность сигнала (т. е. из-за нестабильности цепей РЛС или сигнала цели ширина спектральной полосы B_{na} может выйти за пределы $2\beta_n = 1/t_0$). Полная энергия и в этом случае будет определяться соотношением (4.33), но значение коэффициента η_f уменьшится из-за нестабильности амплитуды и фазы в характеристиках сигнала $a(t)$ и $A(f)$ и невозможности согласовать фильтр узкого линейчатого спектра с этими неизвестными функциями. В связи с этим при практической реализации системы ширину полосы фильтра узкого линейчатого спектра необходимо увеличивать, чтобы пропустить спектр, расширенный из-за нестабильности сигнала. При этом преимущества, обусловленные увеличением времени наблюдения, сводятся к простому усреднению ошибок и в результате — к уменьшению ошибки на выходе РЛС пропорционально квадратному корню из времени наблюдения или энергии. Когда фильтр узкого линейчатого спектра согласован с линией спектра сигнала, выражение (4.39) приобретает вид

$$\left(\frac{S}{N}\right)_f = \left(\frac{S}{N}\right)_1 \left(\frac{f_r}{B_{na}}\right).$$

Формулы для вычисления ошибки в случае пачки когерентных импульсов

В тех случаях, когда когерентность импульсов в пачке сохраняется в течение всего периода наблюдения, ошибка по частоте определяется по формулам, приведенным в разд. 4.2 — 4.5 с использованием в них узких спектральных линейчатых характеристик фильтра и сигнала, а также эффективного энергетического коэффициента \mathcal{R}_f . Выражение (4.12) для минимальной теоретической ошибки изменяется путем

замены энергетического коэффициента для одиночного импульса \mathcal{R}_t на энергетический коэффициент \mathcal{R} для пачки импульсов, при условии, что входной фильтр импульсного приемника согласован с одиночным импульсом, а фильтр измерителя — с огибающей пачки импульсов.

Минимальная теоретическая ошибка (согласованные фильтры)

$$(\sigma_f)_{\min} = \frac{1}{\alpha_a \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{1}{K_{0f} \sqrt{\mathcal{R}}}. \quad (4.40)$$

В случае использования несогласованных фильтров необходимо частично видоизменить предыдущие формулы с целью учета отдельных потерь, вносимых входным фильтром импульсного приемника (L_{m1}) и фильтром узкого линейчатого спектра измерителя ($L_{m1} = 1/\eta_f$).

Ошибка по частоте при несогласованных фильтрах

$$\sigma_f = \frac{1}{K_f \sqrt{\mathcal{R}_f}} = \frac{\sqrt{L_{m1}}}{K_f \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K_f \sqrt{2(S/N)_f}}. \quad (4.41)$$

Ошибка можно выразить также через среднеквадратичные длительности характеристик пачки импульсов и фильтра узкого линейчатого спектра, аналогично тому, как это было сделано в формуле (4.14) для одиночного импульса:

$$\sigma_f = \frac{\alpha_h}{\alpha_c^2 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}}} = \frac{\alpha_h}{\alpha_c^2 \sqrt{2(S/N)_f}}. \quad (4.42)$$

Когда ошибка нормирована по отношению к определяемой по уровню половинной мощности ширине отдельных спектральных линий, формула принимает вид:

Ошибка, нормированная относительно ширины спектральных линий сигнала

$$\frac{\sigma_f}{B_{3\alpha}} = \frac{1}{K_f B_{3\alpha} \sqrt{\mathcal{R}_f}} \approx \frac{K_s \alpha_h / \alpha_c}{1,63 \sqrt{2(S/N)_f}} \quad (4.43)$$

Приведенные на рис. 4.4 и 4.10 кривые применимы к частотным дискриминаторам, используемым не только при работе по одиночным импульсам, но и по сигналам с узким линейчатым спектром. Однако в большинстве случаев гауссовы функции лучше описывают огибающую пачки импульсов, обусловленную разверткой, расширение спектральных линий из-за нестабильности в системе и характеристики фильтров реальных дискриминаторов.

РЛС обнаружения

Приведенные в табл. 4.7 параметры гауссова сигнала можно непосредственно использовать и в случае когерентных измерений в РЛС обнаружения, облучающей цель в процессе развертки. Амплитуда напряжения пачки импульсов при двукратном использовании антенны

(т. е. при работе по отраженным сигналам) определяется соотношением:

$$a(t) = a_m \exp \left[\frac{-t^2}{2\sigma_f^2} \right] = a_m \exp \left[\frac{-2,77t^2}{t_0^2} \right], \quad (4.44)$$

где время облучения цели $t_0 = \sqrt{2}\tau_{3a} = 2,35\sigma_t$ определяется по уровню половинной мощности однократно используемой диаграммы направленности. Отношение длительностей характеристик фильтра и сигнала p связано с величиной t_0 соотношением

$$p = \sigma_c / \sigma_t = \tau_{3h} / \tau_{3a} = \sqrt{2} \tau_{3h} / t_0. \quad (4.45)$$

Используя выражение (4.36) для энергетического коэффициента, реализуемого с помощью измерителя, можно получить следующую формулу для ошибки по частоте:

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{L_p}}{K_f \sqrt{2n(S/N)_m}} = \frac{\sqrt{L_p}}{5,32t_0 \sqrt{2n(S/N)_m}} \left[\frac{1+p^2}{p} \right]^{3/2}. \quad (4.46)$$

Для оптимального фильтра узкого линейчатого спектра $\tau_{3h} = t_0/\sqrt{2}$ и $p = 1$, в результате чего

$$(\sigma_f)_{opt} = \frac{1}{K_{of} \sqrt{R_f}} = \frac{\sqrt{L_p}}{1,88t_0 \sqrt{2n(S/N)_m}}. \quad (4.47)$$

Изображенные на рис. 4.5 кривые можно использовать и при когерентном методе измерения, когда в импульсном приемнике используется строб длительности τ_g , охватывающий время прохождения луча диаграммы РЛС через цель. Используя параметр t_0 , мы можем написать, что $y = 0,832\tau_g/t_0$ и $\tau_g B_{3a} = 0,625\tau_g/t_0$. Для получения оптимальных результатов при измерении частоты необходимо, чтобы длительность строба примерно в 1,5 раза превышала время облучения цели. Эта величина больше оптимального времени интегрирования при обнаружении, так как точность измерения частоты в условиях длительных периодов наблюдения значительно повышается.

Разрешение доплеровской неоднозначности

Точные измерения, выполненные на принятой спектральной линии, приносят мало пользы, если она не идентифицирована с соответствующей излученной спектральной линией (т. е. если нельзя правильно определить целое число i). Существует три метода выбора значения числа i .

1. На основе внешних измерений или некоторых физических ограничений априорно может быть известно, что частота сигнала находится в определенном интервале неоднозначности $f_{..}$.

2. В дополнение к когерентному методу может быть применен некогерентный метод измерения частоты в пределах пачки импульсов, обеспечивающий точность определения частоты, достаточную для нахождения соответствующего интервала.

3. Частота может быть вычислена по скорости изменения дальности, измеренной за интервал времени, охватывающий пачку импульсов.

Применительно к использованию второго метода в разд. 4.7 будет показано, что оптимальная точность для некогерентного метода измерений при усреднении в пределах пачки из n однородных импульсов длительностью τ составляет

$$\sigma_{fn} = \frac{\sqrt{3}}{\pi\tau \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi\tau \sqrt{n\mathcal{R}_1}}.$$

Для разрешения неоднозначности с высокой вероятностью получения правильных результатов (равной, например, 99,7%) необходимо, чтобы $\sigma_{fn} \ll f_r$. Отсюда следует, что

$$\frac{\pi\tau f_r \sqrt{\mathcal{R}}}{\sqrt{3}} \geq 6 \quad \text{или} \quad \tau f_r \sqrt{\mathcal{R}} \geq 3,3.$$

Это тоже ограничивающее условие, которое было получено Манассе [4] в результате анализа оптимальных условий измерений частоты по пачке импульсов. Манассе также показал, что невозможность выполнения этого условия накладывает ограничение на точность определения частоты, соответствующую значению σ_{fn} при некогерентном методе измерений. Для пачки импульсов с малым коэффициентом заполнения $D_x = \tau f_r$ это требование трудно выполнить. Энергетический коэффициент \mathcal{R} должен превышать $11/D_x^2$, так что в большинстве реальных систем, в которых D_x меньше примерно 0,03, аппаратные нестабильности не позволяют разрешать таким методом неоднозначность по доплеровскому сдвигу частоты. В РЛС, работающих с короткими импульсами (D_x обычно менее 0,01), использование метода дифференцирования данных по дальности цели приводит (в части разрешения неоднозначности по доплеровскому сдвигу частоты) к лучшим результатам. Оптимальная точность оценки временного запаздывания по одиночному импульсу определяется соотношением:

$$\sigma_t \approx \sqrt{\frac{\tau}{2B_a \mathcal{R}_1}} \quad [\text{см. уравнение (3.41)}].$$

Если для определения радиальной скорости при обработке пачки импульсов длительностью t_0 пользуются оптимальным дифференциатором, ошибка по скорости цели будет составлять

$$\sigma_v = \frac{c\sigma_t}{2t_0} \sqrt{\frac{12}{n}} = \frac{c}{2t_0} \sqrt{\frac{6\tau}{B_a \mathcal{R}}},$$

где $\mathcal{R} = n\mathcal{R}_1$ — энергетический коэффициент всей пачки импульсов. Преобразуя это соотношение в выражение для ошибки по доплеровскому сдвигу частоты, получаем, что

$$\sigma_{fd} = \frac{2\sigma_v}{\lambda} = \frac{f_0}{t_0} \sqrt{\frac{6\tau}{B_a \mathcal{R}}}.$$

Для разрешения неоднозначности с вероятностью 99,7% необходимо, чтобы

$$\frac{f_r}{\sigma_{fd}} = \frac{n}{f_0} \sqrt{\frac{B_a \mathcal{R}}{\tau}} \geq 6.$$

Чтобы более ясно представить сущность этого ограничения, можно использовать относительную ширину полосы частот $d = B_a/f_0$:

$$nd \sqrt{\mathcal{R}/B_a \tau} = nd \sqrt{2n (S/N)} \geq 6.$$

Так, например, если несущая частота РЛС равна 3 ГГц, а ширина полосы пропускания приемника 3 МГц при относительной ширине полосы $d = 0,001$, то ограничивающим условием является

$$n \sqrt{2n (S/N)} \geq 6000.$$

Разрешение неоднозначности по доплеровскому сдвигу частоты путем дифференцирования данных по дальности следует считать разумным методом в отношении РЛС сопровождения с такими параметрами, так как отношение S/N обычно превышает 1 и часто имеется возможность обрабатывать от 200 до 300 импульсов. Для РЛС с большей относительной шириной полосы возможна обработка и меньшего количества импульсов, в то время как в РЛС с неоптимальными методами измерений потребуется обрабатывать большее количество импульсов и, следовательно, затрачивать большие периоды времени для разрешения неоднозначности.

В РЛС обнаружения применение любого из перечисленных выше методов для разрешения неоднозначности по доплеровскому сдвигу частоты редко приносит положительные результаты.

4.7. ВЛИЯНИЕ РЕАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Характеристики детектора

Как следует из блок-схемы коррелятора на рис. 4.2, конечный этап определения доплеровского сдвига частоты заключается в сравнении отношений разностных и суммарных сигналов на выходах фильтров с различными центральными частотами. Для достижения максимальной чувствительности к сдвигу частоты и минимальной зависимости от ошибки временного запаздывания, детектор должен быть фазочувствительным и не реагировать на составляющие напряжения Δ , находящиеся в квадратичной зависимости от напряжения Σ .

Опорная фаза создается более интенсивным (суммарным) сигналом и потери детектирования зависят от отношения S/N суммарного канала

$$L_x = \frac{(S/N)+1}{(S/N)} = \frac{S+N}{S} \quad [\text{см. уравнение (2.53)}].$$

Измерения в случае пачки некогерентных импульсов

В случае некогерентных импульсов в пределах пачки из n импульсов энергетический коэффициент может оказаться достаточно большим для обеспечения надежного обнаружения и устранения обусловленных шумом неоднозначностей, в то время как отношение $(S/N)_1$ для одиночного импульса меньше единицы. Это приводит к значительным потерям детектирования и поэтому эффективное значение \mathcal{R} в уравнениях должно быть уменьшено на величину L_x .

Ошибка при некогерентных измерениях по n импульсам

$$\frac{\sigma_f}{B_{3a1}} = \frac{\sqrt{L_x}}{K_{f1} B_{3a1} \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{(S/N)_1 + 1}}{K_{f1} B_{3a1} (S/N)_1 \sqrt{2nL_{m1}}} \quad (4.48)$$

(Крутизна характеристики разностного канала для одиночного импульса K_{f1} и ошибка нормированы относительно ширины огибающей спектра.)

Потери детектирования такого же вида имеют место и в дискриминаторе, блок-схема которого изображена на рис. 4.6, а также в дискриминаторе любого типа при низких отношениях S/N .

В РЛС обнаружения потери детектирования зависят от среднего значения отношения $(S/N)_m/L_p$.

Ошибка некогерентной РЛС обнаружения

$$\frac{\sigma_f}{B_{3a1}} = \frac{\sqrt{L_p L_x}}{K_{f1} B_{3a1} \sqrt{2nL_{m1} (S/N)_m}} = \frac{\sqrt{(S/N)_m + L_p}}{K_{f1} B_{3a1} (S/N)_m} \sqrt{\frac{L_p}{2nL_{m1}}} \quad (4.49)$$

Широкополосный дискриминатор

В разд. 4.5 было показано, что крутизна характеристики разностного канала широкополосного дискриминатора ($B_h \tau \gg 1$) значительно меньше оптимального значения, особенно когда желательна линейная зависимость величины выходного сигнала от частоты (дискриминатор с характеристикой треугольного типа). Значительная часть этих потерь может быть восполнена, если после дискриминатора включить фильтр (видеочастот), согласованный с импульсом на входе. При высоких отношениях S/N крутизну дискриминатора можно определять по кривым, подобным изображенным на рис. 4.10, или по соответствующим уравнениям, применяя вместо значения B_h двухполосную ширину полосы фильтра видеочастот $2B_p$. В этом случае единственными потерями, обусловленными чрезмерно большой шириной полосы B_h , будут описанные выше потери детектирования. При использовании выражений (4.43), (4.48) и (4.49) величину K_f необходимо вычислять для дискриминатора с шириной полосы $2B_p$, а значения S/N и L_{m1} — для действительной ширины полосы фильтра. Обычно в тех случаях, когда необходимо обеспечить работу системы при сдвиге частоты, который не может быть предсказан, приходится использовать дискрими-

наторы, ширина полосы которых превышает ширину спектра сигнала. Анализ показывает, что в этих условиях потери при наличии больших сигналов не должны быть большими, если только сигнал находится вблизи центра характеристики дискриминатора. Дополнительные потери, связанные со смещением сигнала относительно центра характеристики, рассматриваются ниже.

Измерения при смещении сигнала относительно центра характеристики

Так же, как и при измерении угловых координат цели, находящейся не на равноточной оси антенны, при смещении сигнала относительно нулевой точки характеристики дискриминатора возникает дополнительная шумовая ошибка. Частично такое увеличение ошибки вызывается просто снижением амплитуды сигнала из-за уменьшения коэффициента передачи фильтра при смещенном сигнале. Мы определим это ухудшение работы системы как потери L_h в функции ошибки по частоте ϵ_f :

$$L_h = \left[\frac{\Psi(0, \epsilon_f)}{\Psi(0, 0)} \right]^2 = \left[\frac{\Sigma(\epsilon_f)}{\Sigma(0)} \right]^2. \quad (4.50)$$

Когда ширина спектра сигнала мала по сравнению с шириной полосы фильтра, мы получаем, что

$$L_h \approx [H(0)/H(\epsilon_f)]^2.$$

Вторая составляющая шумовой ошибки, обусловленная смещением центра спектра сигнала, связана с процессом нормирования амплитуды, при котором отношение Δ/Σ зависит от шума суммарного канала в такой же степени, как и от шума разностного канала и реальной амплитуды сигнала. Эта составляющая определяется соотношением

$$\sigma_2 = \epsilon_f \sqrt{L_h L_{mv}} / \sqrt{\overline{P}}, \quad (4.51)$$

где L_{mv} — потери согласования, связанные с шириной полосы фильтра данных или нормирующей постоянной времени. Таким образом, ошибка пропорциональна смещению по частоте и обратно пропорциональна энергетическому коэффициенту, вычисленному в пределах интервала обработки данных или нормирующего времени сглаживания.

Кривые отношений ошибки нормирования σ_2 и общей шумовой ошибки $\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$ к минимальной теоретической ошибке $(\sigma_f)_{\min}$ представлены на рис. 4.13 в функции смещения по частоте ϵ_f для импульс-

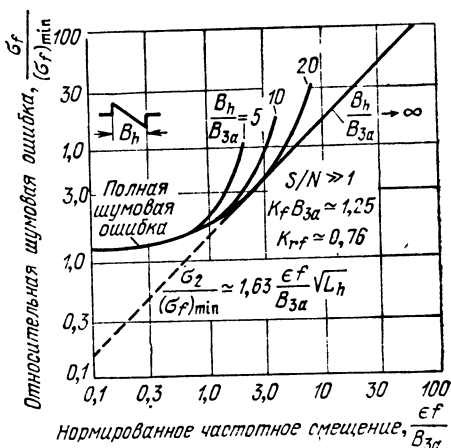


Рис. 4.13. Относительная ошибка при смещении частоты сигнала от центральной частоты дискриминатора с характеристикой треугольного типа.

ных сигналов на выходе дискриминатора с характеристикой треугольного типа. Ошибка нарастает скорее при небольших значениях отношения ширины полосы фильтра к ширине спектра сигнала, что связано с более быстрым возрастанием L_h . Во всех случаях было принято, что отношение S/N достаточно велико ($L_x = 1,0$) и что находящийся за дискриминатором фильтр видеочастот согласован с импульсом относительно оптимального значения K_f . В соответствии с рис. 4.10 для этого необходимо, чтобы $B_v \approx 1/\tau$ и, следовательно, $K_f B_{3a} \approx 1,25$. Так как для идеального дискриминатора (согласованного фильтра) $K_f B_{3a} \approx 1,63$, то общая шумовая ошибка всегда несколько выше, чем $(\sigma_f)_{min}$. Если допускается снижение отношения S/N до единицы или ниже (в пределах ширины полосы B_h), шумовая ошибка будет больше и ее увеличение с возрастанием смещения по частоте будет более резким.

Взаимосвязь между ошибками по дальности и по доплеровскому сдвигу частоты

Предыдущий анализ ошибок по доплеровскому сдвигу частоты основывался на предположении, что дальность цели (временное запаздывание отраженного сигнала) точно известна. В случае применения коррелятора, для использования всех его потенциальных возможностей, мультипликативная функция умножителя должна быть согласована по времени с сигналом в пределах некоторой доли его длительности. При небольших ошибках по временному запаздыванию на выходе умножителя разностного канала появляется напряжение, сдвинутое по фазе на 90° относительно сигнала суммарного канала и сигнала ошибки по частоте. В фазочувствительном детекторе отношения Δ/Σ нежелательное воздействие этого сигнала обычно устраняется или, если не достигнуто полное согласование фазовых сдвигов в фильтрах, существенно ослабляется. В последнем случае на выходе системы будет возникать небольшая ошибка по доплеровскому сдвигу частоты.

Для дискриминаторов допустимо значительное отклонение величины ошибки по временному запаздыванию, особенно, если временное стробирование введено после дискриминатора. Выходной сигнал суммарного канала можно проверять на максимум сигнала и в этот же момент — осуществлять выборку сигнала на выходе дискриминатора, что позволяет получить правильную оценку. Платой за такую гибкость является необходимость иметь до измерений достаточно точные данные о частоте сигнала с тем, чтобы гетеродинирование обеспечивало бы нахождение сигнала в линейной области характеристики дискриминатора или использование большого количества хорошо согласованных фильтров для перекрытия всего диапазона неизвестных частот.

Задача существенно усложняется, когда для сжатия используются импульсные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). В этом случае функция отклика имеет удлиненный, расположенный по диагонали гребень, охватывающий временной интервал τ_a и частотный интервал B_a , в пределах которых должна осуществляться интерполяция по дальности и доплеровскому сдвигу частоты. Если до измерений ни

дальность цели, ни доплеровский сдвиг частоты точно не известны, то после измерений вдоль этого гребня будет сохраняться неопределенность, значительно превышающая ошибки по временному запаздыванию и сдвигу частоты [табл. 3.6 и уравнение (4.29)]. Однако, как указывает Рихачек [24], если принять, что данные по дальности отсчитываются в моменты, отстающие от действительного момента отражения сигнала на некоторую постоянную величину, неопределенность по дальности независимо от доплеровского сдвига частоты можно уменьшить до величины, определяемой приведенными в табл. 3.6 уравнениями.

Краткие выводы

Основные уравнения ошибок, обусловленных тепловым шумом при измерении доплеровского сдвига частоты по одиночному импульсу, сведены в табл. 4.10. В табл. 4.11 приведены соответствующие уравнения для пачки когерентных импульсов, а табл. 4.12 относится к пачке некогерентных импульсов. Потери при детектировании включены только в табл. 4.12, так как в случае одиночного импульса и пачки когерентных импульсов отношение S/N почти всегда настолько велико, что эти потери не достигают сколько-нибудь значительной величины. В особых случаях, когда отношение S/N меньше примерно 10, как например, при широкополосном дискриминаторе с последовательно включенным фильтром видеочастот, эффективное значение \mathcal{R} в табл. 4.10 и 4.11 может быть уменьшено путем добавления соответствующих потерь по уравнению (2.53).

Таблица 4.10

УРАВНЕНИЯ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ОШИБКИ ПРИ РАБОТЕ ПО ОДИНОЧНОМУ ИМПУЛЬСУ

Минимальная теоретическая ошибка

$$(\sigma_f)_{\min} = \frac{1}{\alpha_a \sqrt{\mathcal{R}_1}} = \frac{1}{K_{of} \sqrt{\mathcal{R}_2}}. \quad (4.12)$$

Несогласованный фильтр

$$\sigma_{f1} = \frac{1}{K_f \sqrt{\mathcal{R}_1}} = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K_f \sqrt{2(S/N)}} = \frac{1}{K_1 \sqrt{2L_{m1}(S/N)}}. \quad (4.13)$$

Минимальная теоретическая ошибка, нормированная относительно ширины спектра сигнала по уровню половинной мощности на выходе согласованного коррелятора

$$\frac{(\sigma_f)_{\min}}{B_0} = \frac{1}{\alpha_0 B_0 \sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{1}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}_1}}. \quad (4.21)$$

Несогласованный фильтр, ошибка нормирована относительно ширины спектра сигнала по уровню половинной мощности на входе фильтра.

$$\frac{\sigma_{f1}}{B_{3a}} = \frac{1}{K_f B_{3a} \sqrt{\mathcal{R}_1}} \approx \frac{K_s(\alpha_h/\alpha_c)}{1,63 \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}} \quad (4.23)$$

(для определения значений нормированной крутизны $K_f B_{3\sigma}$ см. рис. 4.4, 4.5 и 4.10)
Система со сжатием импульса (равномерный спектр в пределах B_a)

$$\frac{\sigma_{f1}}{B_a} \approx \frac{K_s (\alpha_h / \alpha_{h1})}{1,81 D \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}}. \quad (4.29)$$

Измерения при сигнале, спектр которого смещен относительно центра характеристики дискриминатора (для отраженных сигналов, смещенных по частоте относительно нуля характеристики дискриминатора на величину ε_f , уменьшается энергетический коэффициент на величину потерь L_h , определяемых по выражению (4.50), и добавляется вторая составляющая ошибки σ_2).

$$\sigma_2 = \frac{\varepsilon_f \sqrt{L_h L_{mn}}}{\sqrt{\mathcal{R}}} \quad (4.51)$$

Таблица 4.11

УРАВНЕНИЯ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ОШИБКИ ДЛЯ ПАЧКИ КОГЕРЕНТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Минимальная теоретическая ошибка

$$(\sigma_f)_{min} = \frac{1}{\alpha_a \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{1}{K_{of} \sqrt{\mathcal{R}}} \quad (4.40)$$

Несогласованный фильтр

$$\sigma_f = \frac{1}{K_f \sqrt{\mathcal{R}_f}} = \frac{L_{m1}}{K_f \sqrt{\mathcal{R}}} = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K_f \sqrt{2 (S/N)_f}} \quad (4.41)$$

Минимальная теоретическая ошибка, нормированная относительно ширины спектра сигнала по уровню половинной мощности на выходе коррелятора

$$\frac{(\sigma_f)_{min}}{B_0} = \frac{1}{\alpha_u B_0 \sqrt{\mathcal{R}}} \approx \frac{1}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}}} \quad (4.40)$$

$$(4.21)$$

Несогласованный фильтр (ошибка нормирована относительно ширины спектра входного сигнала по уровню половинной мощности)

$$\frac{\sigma_f}{B_{3\sigma}} = \frac{1}{K_f B_{3\sigma} \sqrt{\mathcal{R}_f}} \approx \frac{K_s (\alpha_h / \alpha_c)}{1,63 \sqrt{2 (S/N)_f}} \quad (4.43)$$

Обзорная РЛС (оптимальный фильтр узкого линейчатого спектра)

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{L_p}}{1,88 t_0 \sqrt{2n (S/N)_m}} \quad (4.47)$$

УРАВНЕНИЯ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ОШИБКИ ДЛЯ ПАЧКИ НЕКОГЕРЕНТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

(индекс «1» относится к спектру одиночного импульса)

Основное уравнение, включающее потери обработки L ,

$$\frac{\sigma_f}{B_{3a1}} = \frac{\sqrt{L}}{K_{f1} B_{3a1} \sqrt{\mathcal{R}}} \approx \frac{K_s (\alpha_h / \alpha_c) \sqrt{L}}{1,63 \sqrt{\mathcal{R}}}.$$

Уравнение, включающее потери детектирования L_x ,

$$\frac{\sigma_f}{B_{3a1}} = \frac{\sqrt{L_x}}{K_{f1} B_{3a1} \sqrt{\mathcal{R}}} \approx \frac{\sqrt{(S/N)_1 + 1}}{K_{f1} B_{3a1} (S/N)_1 \sqrt{2nL_{m1}}}. \quad (4.48)$$

Потери, обусловленные формой диаграммы направленности L_p РЛС обнаружения

$$\frac{\sigma_f}{B_{3a1}} = \frac{\sqrt{L_p L_x}}{K_{f1} B_{3a1} \sqrt{2nL_{m1} (S/N)_m}} = \frac{\sqrt{(S/N)_m + L_p}}{K_{f1} B_{3a1} (S/N)_m} \sqrt{\frac{L_p}{2nL_{m1}}}. \quad (4.49)$$

Соотношения между энергетическим коэффициентом и отношением S/N по мощности:

$$\mathcal{R} = n \mathcal{R}_1 = 2nL_{m1} \left(\frac{S}{N} \right)_1 \quad (1.30)$$

$$\mathcal{R}_f = \frac{n \mathcal{R}_1}{L_{m1}} = 2n \left(\frac{S}{N} \right)_1 = \left(\frac{S}{N} \right)_1 \left(\frac{f_r}{\beta_n} \right) \quad (4.38)$$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_f = \frac{\eta_f \mathcal{R}_f}{2} = \frac{n \mathcal{R}_1}{2L_{m1} L_{mj}} = n \eta_f \left(\frac{S}{N} \right)_1 = \frac{(S/N)_1 (f_r / \beta_n)}{2L_{mj}}. \quad (4.39)$$

$$n = f_r t_0 = \frac{l_r}{(2\beta_n)} \quad (\text{РЛС сопровождения, ширина полосы следящей системы } \beta_n)$$

$$n = \frac{l_r \theta_3}{\omega} \quad (\text{РЛС обнаружения со скоростью развертки } \omega \text{ рад/с})$$

ПРОБЛЕМЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ СИГНАЛОВ

Появление любого принятого излучения, помимо сигнала, являющегося результатом прямого отражения зондирующего сигнала от заданной цели, может привести к появлению дополнительных ошибок при измерениях, если только не исключена возможность попадания таких помех в измерительный канал. Сигналы помех могут возникать в результате отражений от других целей, имеющих в пространстве, облучаемом РЛС, являться сигналами, отраженными от заданной цели, но приходящими к РЛС иными путями, кроме прямого, являться результатом излучений посторонних радиоэлектронных устройств или же создаваться источниками шума, находящимися внутри самой РЛС. Ошибки, возникающие в результате воздействия тепловых шумов, были рассмотрены в предыдущих главах, а в этой главе будет исследовано воздействие на точность измерений помех от других источников. Между исследованием шумовых ошибок и ошибок, обусловленных наличием мешающих сигналов, имеется много общего. Это будет показано в разд. 5.1. Следующие за ним разделы будут посвящены анализу особых случаев помех, обусловленных смежными точечными целями, распределенными целями, многопутным распространением сигнала, а также источниками активных электромагнитных помех.

5.1. ОШИБКА, ОБУСЛОВЛЕННАЯ МЕШАЮЩИМИ СИГНАЛАМИ

Основной процесс измерений

Рассмотрим кратко основы процесса измерений при наличии шумов с тем, чтобы показать, в каком направлении следует видоизменить исследование при приложении его к оценке воздействия помех других видов. Этот процесс лучше всего можно представить на примере изображенной на рис. 5.1 моноимпульсной РЛС сопровождения с суммарным и разностным приемными каналами. При измерениях угловых координат выходное напряжение суммарного канала используется как источник опорного сигнала, с которым сравнивается выходной сигнал разностного канала для определения величины и знака угловой ошибки, измеряемой относительно равносигнальной оси. После усиления обоих сигналов на выходе приемника появляется нормированное напряжение сигнала ошибки, являющееся отношением сигналов разностного и суммарного каналов, которое пропорционально величине угловой ошибки. При измерении дальности или доплеровского сдвига частоты для уточнения положения цели в пределах соответствующего элемента разрешения РЛС может быть применена аналогичная процедура путем

использования одновременных или последовательных выборок из расположенных рядом участков элемента разрешения.

В дальнейшем анализе принято, что сигналы шумов или помех, появляющиеся в том же элементе разрешения, в котором расположена цель, настолько меньше сигнала от нее, что обнаружение и сопровождение цели возможны, но измерениям будут сопутствовать некоторые ошибки. Так как различные источники помех являются независимыми, можно учитывать их воздействия отдельно и затем, для определения

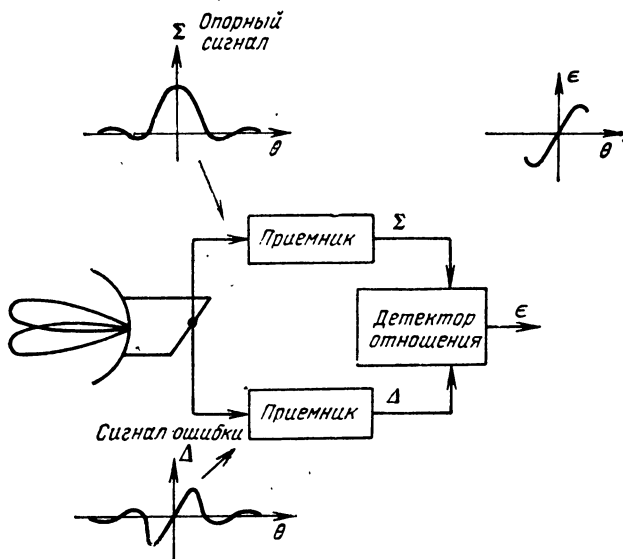


Рис. 5.1. Моноимпульсный метод измерения угловых координат.

полной ошибки, суммировать значения их средних квадратов. Если сумма ошибок настолько велика, что система оказывается выведенной за пределы линейного участка характеристики или неспособна вести надежное обнаружение, средства анализа оказываются недостаточными.

Уравнение шумовой ошибки

Шумовую ошибку по обобщенной координате z можно выразить с помощью четырех величин:

$$\sigma_z = \frac{\sqrt{\eta}}{K_z \sqrt{2(S/N)n}}, \quad (5.1)$$

где крутизна разностного канала K_z выражает измерительную чувствительность разностного канала по координате z в вольтах, нормированную относительно идеального суммарного канала, принимающего

тот же сигнал, причем коэффициенты усиления обоих каналов отрегулированы так, что их выходные шумы одинаковы. Крутизна K_z зависит только от параметров измерительной системы и степени их согласования с характеристиками сигнала. На рис. 5.2 изображена характеристика типового измерительного канала, крутизна которой вблизи рабочей точки, используемой при сопровождении, обозначена через



Рис. 5.2. Характеристика измерителя ошибки.

K_z . Отношение S/N взято по мощности единичной выборки в суммарном канале. Здесь используется отношение мощностей вместо отношения энергий (энергетического коэффициента), так как большинство сигналов помех лучше характеризуются их уровнями мощности. Коэффициент эффективности суммарного канала η необходим для согласования отношения S/N с отношением, которое имело бы место в случае использования идеального суммарного канала для нормирования K_z . Наконец,

количество независимых выборок шума, усредняемых при считывании выходных данных, обозначаемое через n , зависит от соотношения между относительной шириной полосы пропускания фильтра и шириной спектра единичной выборки шума.

Переход от шума к помехе

Величину принятого сигнала помехи можно выразить «отношением сигнал/помеха», обозначаемое через S/I аналогично отношению S/N . Оно будет определяться как отношение сигналов суммарного канала по мощности и характеризовать обнаруживаемость полезного сигнала при наличии сигнала помехи. Далее будет показано, как можно вычислить S/I , используя функцию отклика РЛС в системах координат азимут — угол места и дальность — частота, когда интенсивность и положение помехи по сравнению с интенсивностью и положением сигнала известны. Применяя отношение S/I , ошибку, обусловленную помехой, можно определить, пользуясь следующим выражением:

$$\sigma_z = \frac{(\Delta/\Sigma)_t \sqrt{\eta}}{K_z \sqrt{2(S/I)n_e}}. \quad (5.2)$$

Здесь соотношение S/N , используемое в формуле (5.1), заменено на S/I , а количество независимых выборок помехи обозначено через n_e , чтобы обратить внимание на то, что помехи не всегда являются случайными, как шум, и могут быть коррелированы в пределах части или всего интервала времени измерений. Чтобы можно было использовать крутизну разностного канала K_z , которая использовалась ранее

при определении ошибки из-за воздействия шума, в числитель формулы (5.1) необходимо ввести член $(\Delta/\Sigma)_i$. Этот член определяет отношение усиления по напряжению разностного канала по координате z к усилению суммарного канала при данном положении сигнала помехи.

Более простую формулу для величины ошибки можно написать, используя отношение мощности сигнала S в суммарном канале к мощности помехи I_Δ в разностном канале:

$$\sigma_z = \frac{\sqrt{\eta}}{K_z \sqrt{2(S/I_\Delta) n_e}}. \quad (5.3)$$

В этой формуле $(S/I_\Delta) = (S/I) (\Sigma/\Delta)^2$. Обращаясь к рис. 5.1, мы можем представить отношение напряжений $\sqrt{\eta I_\Delta / 2S} = \Delta/\Sigma_0$ как выражение нормированной помехи на выходе схемы, вырабатывающей сигнал ошибки. Коэффициент эффективности η используется для соответствующего уменьшения величины S по сравнению с ее значением для идеального приемника, применявшегося при определении крутизны K_z , а коэффициент 2 введен с учетом способности схемы, вырабатывающей сигнал ошибки, устранять квадратурную составляющую помехи при предположении, что ее мощность равна половине полной мощности помехи. Выходной сигнал помехи невозможно отличить от реального смещения цели $\Delta/K_z \Sigma_0$ по координате z (см. рис. 4.2). Усреднение n_e выборок помех уменьшает эту ошибку в $\sqrt{n_e}$ раз, что и отражено в формуле (5.3) для σ_z . В разомкнутой измерительной системе (без обратной связи) эта ошибка представляет собой выходное напряжение, пропорциональное σ_z . В следящей системе РЛС сопровождения появление напряжения помехи приводит к тому, что для выработки нулевого сигнала ошибки следящий элемент вынуждает систему отклониться от истинного направления на цель на величину σ_z .

При небольшом смещении сигнала помехи относительно сигнала от цели ($z_i \ll z_3$, где z_3 ширина элемента разрешения по уровню 3 дБ) мы имеем:

$$(\Delta/\Sigma)_i \approx K_z z_i / \sqrt{\eta}.$$

Ошибка при небольшом смещении $z_i \ll z_3$

$$\sigma_z \approx \frac{z_i}{\sqrt{2(S/I) n_e}}. \quad (5.4)$$

Эта формула находится в соответствии с теорией сопровождения двухэлементной цели (гл. 6), и из нее следует, что ошибка пропорциональна расстоянию между источником помехи и целью и обратно пропорциональна отношению сигнал/помеха по напряжению. При больших расстояниях ($z_i > z_3$) помеха попадает в систему по боковым лепесткам функций отклика по координате z . Для многих систем уровень боковых лепестков разностного канала пропорционален в пределах большей части характеристики уровню боковых лепестков суммарного канала. В частности, для разностного канала, характеристика которого является производной характеристики суммарного канала, $(\Delta/\Sigma)_i \approx 2$.

Ошибка при больших смещениях (характеристика разностного канала является производной характеристики суммарного канала):

$$\sigma_z \approx \frac{\sqrt{2\eta}}{K_z \sqrt{(S/I) n_e}} \quad (5.5)$$

В общем случае отношение (S/I_Δ) необходимо вычислять, исходя из полной функции отклика РЛС, интегрируя ее по области, содержащей сигналы помехи.

Несмотря на то, что предыдущие формулы были выведены для моноимпульсной суммарно-разностной РЛС, они, при выборе соответствующего значения крутизны сигнала ошибки K_z , могут применяться и для систем с последовательным переключением диаграмм направленности и систем с разверткой.

Так, например, в случае конической развертки эквивалентную пеленгационную характеристику разностного канала можно найти путем вычитания диаграмм направленности антенны по напряжению, соответствующему двум диаметрально противоположным ее положениям. Результирующая разностная диаграмма направленности будет иметь расщепленные главный и боковые лепестки и оказывается почти идентичной идеальной (являющейся производной диаграммы суммарного канала) разностной диаграммой направленности моноимпульсной РЛС (рис. 5.3).

При анализе систем с конической разверткой и систем обнаружения параметры, характеризующие чувствительность к ошибке моноимпульсной системы [формулы (5.1) — (5.3)], необходимо заменить на соответствующие нормированные параметры, найденные в гл. 2 при анализе воздействия теплового шума. Так, в приводимых ниже формулах мы используем для моноимпульсной системы соотношение $k_m = K\theta_s/\sqrt{\eta}$. Его можно заменить на $k_s/\sqrt{L_k}$ для случая конической развертки и на $k_p/\sqrt{L_p}$ для РЛС обнаружения (см. табл. 2.8). Кроме этого, для случая конической развертки число независимых выборок сигнала ошибки n необходимо уменьшить в два раза, так как в этом случае общее время наблюдения делится поровну

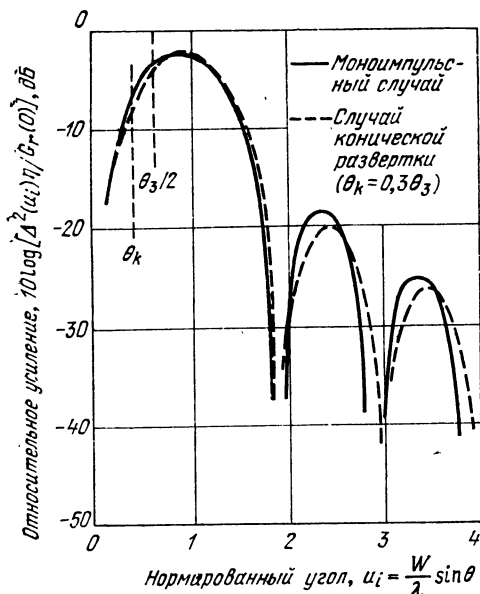


Рис. 5.3. Подобие разностных диаграмм направленности системы с конической разверткой и моноимпульсной системы (косинусное амплитудное распределение по раскрыву для суммарной диаграммы направленности).

наружения параметры, характеризующие чувствительность к ошибке моноимпульсной системы [формулы (5.1) — (5.3)], необходимо заменить на соответствующие нормированные параметры, найденные в гл. 2 при анализе воздействия теплового шума. Так, в приводимых ниже формулах мы используем для моноимпульсной системы соотношение $k_m = K\theta_s/\sqrt{\eta}$. Его можно заменить на $k_s/\sqrt{L_k}$ для случая конической развертки и на $k_p/\sqrt{L_p}$ для РЛС обнаружения (см. табл. 2.8). Кроме этого, для случая конической развертки число независимых выборок сигнала ошибки n необходимо уменьшить в два раза, так как в этом случае общее время наблюдения делится поровну

между процессами определения азимутальных и угломестных ошибок. (Это положение применимо также к моноимпульсным РЛС ряда типов, в которых канал сигнала ошибки работает поочередно.) Уменьшение числа выборок нет необходимости применять к n_e в том случае, если $n_e < n/2$.

Число выборок помехи

Число независимых выборок помехи n_e часто равно полному числу радиолокационных импульсов $n = f_r t_0$, принятых за данный период наблюдения [см., например, выражения (1.25) и (1.26)]. Если помеха занимает всю полосу пропускания приемника B_{nh} , которая значительно больше $1/\tau$ или, когда для восстановления отношения S/N используется последетекторная фильтрация, число независимых выборок помехи увеличивается в некоторых случаях в $B_{nh}\tau$ раз. Однако если помеха представляет собой нежелательное отражение зондирующего сигнала РЛС, фаза сигнала помехи может изменяться по сравнению с фазой полезного сигнала только медленно, и величина n_e может оказаться меньше n . Это относительное изменение фазы сигнала (из-за эффекта Доплера) будет рассмотрено при исследовании частных случаев.

5.2. ОШИБКИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ БЛИЗКИМ РАСПОЛОЖЕНИЕМ ТОЧЕЧНЫХ ЦЕЛЕЙ

Точечная цель является, возможно, простейшим для анализа источником ошибки сопровождения. При сопровождении РЛС заданной цели мешающая цель будет вызывать ошибку сопровождения по одной или нескольким координатам. Величина ошибки определяется по формуле (5.3), причем отношение сигнал/помеха S/I_Δ является функцией относительного положения и эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) двух целей. Дальности целей и мощность излучаемого сигнала в этом отношении сокращаются и на ошибку не влияют.

Отношение S/I

Отношение сигнал/помеха для разностного канала при наличии помехи от точечной цели определяется соотношением

$$\frac{S}{I_\Delta} = \left(\frac{S}{I} \right) \left(\frac{\Sigma}{\Delta} \right)_i^2 = \left(\frac{\sigma}{\sigma_i} \right) G_{st} G_{sr} \left(\frac{a_{mx}}{a_L} \right)^2 \left(\frac{\Sigma}{\Delta} \right)_i^2. \quad (5.6)$$

Здесь величины σ_i и σ обозначают соответственно ЭПР мешающей и заданной целей. Отношение коэффициентов усиления передающей антенны в направлениях, соответствующих заданной и мешающей целям, равно $G_{st} = G_t(0, 0)/G_t(u_i, v_i)$, причем заданная цель облучается более интенсивно, а аналогичное отношение для приемной антенны равно $G_{sr} = G_r(0, 0)/G_r(u_i, v_i)$. Отклик приемника по дальности — доплеровскому сдвигу частоты обеспечивает отношение усиления по на-

пряжению для сигналов от заданной и мешающей целей, равное a_{mx}/a_i , в случае, когда амплитуды этих сигналов на входе приемника нормированы и приведены к равным значениям. Величина a_i является нормированным значением функции отклика (гл. 1) при временном или частотном смещении мешающего сигнала. Последний множитель в формуле (5.6) представляет собой отношение мощностей сигналов на выходах суммарного и разностного каналов при смещении z_i по измеряемым координатам (u , v , t_d или f_d).

Для обеспечения надежного обнаружения заданной цели отношение S/I_Δ для суммарного канала должно быть значительно больше единицы. Так как анализ точности работы РЛС представляет практический смысл только в том случае, если заданная цель обнаружена и разрешена относительно других целей, в дальнейшем рассмотрении предполагается, что это условие для суммарного канала выполняется и что ошибка не выходит за пределы линейного участка кривой ошибок.

Небольшое расстояние между целями

Выражение (5.6) определяет отношение S/I_Δ через наиболее общие параметры, но для специальных случаев радиолокации его можно существенно упростить. Так например, если сигнал от мешающей цели находится в пределах того же элемента разрешения, что и сигнал от заданной цели, можно приравнять единице все множители, за исключением отношения ЭПР и отношения откликов на выходах суммарного и разностного каналов по измеряемой координате:

$$\frac{S}{I_\Delta} = \left(\frac{\sigma}{\sigma_i} \right) \left(\frac{\Sigma}{\Delta} \right)_i^2 = \left(\frac{\sigma}{\sigma_i} \right) \frac{\eta}{K_z^2 z_i^2}, \quad (5.7)$$

и тогда

$$\sigma_z \approx \frac{z_i}{\sqrt{2 (\sigma/\sigma_i) n_e}}. \quad (5.8)$$

При удалении мешающей цели от заданной по какой-либо координате снижение реакции по этой координате следует отражать в соответствии с формулами (5.7) и (5.8) умножением отношений ЭПР на соответствующий коэффициент.

Критерий разрешения

В гл. 1 разрешающая способность РЛС определялась с помощью функции отклика. При этом считалось, что разрешение мешающего сигнала имеет место в том случае, если он лежит по одной из координат за пределами функции отклика по уровню половинной мощности. Однако даже в том случае, когда этот критерий разрешения и выполняется, могут возникнуть значительные ошибки из-за воздействия сигнала от мешающей цели. Можно исходить из иного определения разрешающей способности, основанного на оценке возникающей ошибки: «Мешающий сигнал можно считать разрешенным, если ошибка, вносимая им при измерении координат заданной цели, меньше некоторого установлен-

ного значения». В случае заданного значения максимальной ошибки и минимального расстояния между целями с различными значениями ЭПР это определение ограничивает как ширину главного лепестка, так и уровень боковых лепестков функции отклика по каждой из координат.

Отклик по боковым лепесткам

В качестве примера использования формулы (5.6) при большом расстоянии между целями можно рассмотреть случай, когда две цели с равными ЭПР находятся под разными азимутами, но имеют одинаковые углы места, дальности и доплеровские частоты. Задача заключается в определении ошибки измерения азимута заданной цели. Из формулы (5.6) величина отношения S/I_{Δ} полностью определяется диаграммой направленности разностного канала в азимутальной плоскости, максимальным усилением диаграммы направленности суммарного канала, расстояниями между целями по азимуту, условиями облучения обеих целей и отношением уровней усилений на передачу G_{st} . Коэффициент усиления суммарной диаграммы направленности на прием в направлении на мешающую цель характеризуется величинами $\{\Sigma(u_i)\}^2$ и $G_r(u_i)$, что позволяет не пользоваться отношением $G_r(0)/[\Delta(u_i)]^2$. На рис. 5.3 приведен график типовой диаграммы направленности разностного канала, взятый из приложения А. Так как графики разностных диаграмм направленности приведены здесь применительно к усилению, отнесенному к равномерному амплитудному распределению по раскрытию, они учитывают коэффициент эффективности η суммарного канала, используемый в выражении (5.3). Диаграмма направленности суммарного канала, обусловленная реальным амплитудным распределением по раскрытию, которая определяет условия облучения целей зондирующим сигналом, характеризуемые отношением G_{st} , и произведение G_{st} и $G_r(0)/[\Delta(u_i)]^2$ позволяют найти отношение S/I_{Δ} . Затем это отношение используется в выражении (5.3) для определения ошибки по азимуту.

Обычно точное положение мешающей цели заранее предсказать трудно, в связи с чем более целесообразно характеризовать разностную диаграмму направленности средним уровнем боковых лепестков в пределах ожидаемого угла прихода мешающего сигнала. При оценках максимальной ошибки можно использовать значения максимумов боковых лепестков, а при определениях среднеквадратичной ошибки наиболее целесообразно использовать их средний уровень. В пределах области таких расчетов следует считать, что средний уровень боковых лепестков лежит на 3 дБ ниже их максимальных значений, так как боковые лепестки имеют примерно синусоидальную форму.

Если мешающая цель разрешается больше, чем по одной координате, отношение S/I_{Δ} увеличивается на коэффициент, представляющий собой отношение усиления по главному лепестку к усилению по боковому лепестку по каждой из разрешаемых координат. Когда относительное положение цели заранее определить нельзя, следует считать, что вероятность возникновения помехи данного уровня пропорциональ-

на объему пространства, из которого может быть принята такая помеха. Это приводит к уравниванию влияния на среднеквадратичную ошибку целей с различными уровнями отраженных сигналов, так как сильная помеха может возникать только в небольшом числе элементов разрешения. Можно ожидать, что помехи более низкого уровня будут иметь место в очень широких областях боковых лепестков характеристики, и их воздействие на суммарную среднеквадратичную ошибку может оказаться сравнимым с воздействием помехи по главному лепестку характеристики.

Ошибка по частоте

Хотя для разрешения двух целей различие по доплеровским сдвигам частоты отраженных от них сигналов может оказаться и недостаточным, любое радиальное перемещение мешающей цели по отношению к заданной будет приводить к флуктуациям значения ошибок определения положения цели по трем пространственным координатам. Эти флуктуации, возникающие при относительном доплеровском сдвиге частоты, влияют на количество независимых выборок ошибок, которые можно усреднить за данный период наблюдения t_0 . Флуктуация амплитуд сигналов двух целей приводит к возникновению ошибки, изменение амплитуды которой имеет шумоподобный, а не синусоидальный характер, что приводит также к увеличению n_e . Эффективную ширину спектра ошибки B_e можно определить как среднеквадратичную сумму относительного доплеровского сдвига частоты и частоты флуктуаций амплитуды сигнала от цели. При $B_e < f_r/2$ количество независимых выборок $n_e \approx 2B_e t_0$. Уменьшение величины ошибки, обусловленное увеличением n_e , желательно, но для сопровождения заданной цели отношение S/I одиночной выборки должно быть и в этом случае значительно больше единицы. Исходя из этих соображений, разрешение по доплеровскому сдвигу частоты (додетекторная фильтрация) является наиболее эффективным средством уменьшения ошибки в тех случаях, когда стабильность отраженного от цели сигнала и параметров РЛС позволяют осуществлять когерентную обработку.

5.3. ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ЦЕЛИ

Рассмотрев метод определения ошибок измерения, обусловленных посторонними точечными целями, можно перейти к рассмотрению с той же точки зрения пространственно-распределенных целей. Процессы вычислений в этих двух случаях полностью аналогичны друг другу и при анализе воздействия пространственно-распределенных целей требуется только пересмотреть метод определения отношения сигнал/помеха для разностного канала.

В этом разделе будут рассмотрены параметры сигналов, отраженных от пространственно-распределенных целей, изложены основы вычисления ошибок измерения, а также перечислены некоторые методы уменьшения воздействия этого источника помех, реализуемые в РЛС.

Эхо-сигнал от пространственно-распределенной цели можно представить в виде суммы сигналов, отраженных от множества точечных целей. Характер распределения радиолокационных эхо-сигналов от земной и морской поверхности, метеообразований и искусственных пассивных отражателей определяется природой отражающих поверхностей. Каждая из таких целей состоит из множества небольших отражателей, расположенных часто таким образом, что в элементе разрешения РЛС по каждой из четырех координат содержится много отдельных рассеивающих точек.

В результате РЛС принимает сигнал, являющийся суммой когерентных сигналов от группы таких рассеивателей. Так как они ориентированы в пространстве случайным образом и им обычно свойственны также некоторые относительные перемещения, эхо-сигналы оказываются случайными как в пространстве, так и во времени. Временное изменение амплитуды таких сигналов в данном элементе разрешения почти всегда подчиняется релеевскому распределению, которому подчинены также и тепловые шумы. Среднее значение квадрата амплитуды (средняя мощность) полностью описывает это распределение. Пространственная статистика рассеивающих образований многих типов может быть также представлена релеевским распределением, однако применительно к земной поверхности надо подходить осторожно, так как в этом случае имеет место большой разброс амплитуд.

Отражательная способность рассеивающих образований

Распределенные цели обычно описываются плотностью распределения их эффективной поверхности рассеяния, которая характеризует степень концентрации эффективной поверхности рассеяния по четырем радиолокационным координатам: дальности, доплеровскому сдвигу частоты, азимуту и углу места. Эхо-сигналы от земной или морской поверхности, принимаемые РЛС, расположенной на одной из этих поверхностей, распределяются по азимуту в пределах 360° и по близким к горизонту углам места. Их протяженность по дальности лежит в пределах от 0 до нескольких десятков километров (для морской поверхности предельная дальность меньше), а скорости изменения дальностей рассеивателей распределены в узкой полосе вокруг нулевой скорости (или вблизи скорости перемещения РЛС, размещенной на корабле или другом подвижном объекте). Метеообразования и искусственные пассивные отражатели занимают объемы пространства, находящиеся под большими углами места и имеющие значительно большие протяженности по дальности, а распределение их скоростей и средняя скорость перемещения зависят от ветра [23]. Плотность распределения, используемая для описания эхо-сигналов от земной и морской поверхностей, является удельной отражающей способностью σ^0 , которая характеризует ЭПР, приходящуюся на единицу площади поверхности рассеивающего образования (безразмерная величина). Для метеообразований и искусственных пассивных отражателей соответствующим параметром является отражательная способность объема

η_r , характеризующая ЭПР единицы объема рассеивающего образования (имеющую обычно размерность $\text{м}^2/\text{м}^3$).

Тепловой шум эквивалентен эхо-сигналу от рассеивающего образования, равномерно распределенного по всем радиолокационным координатам. Так, выходные сигналы приемника, вызываемые эхо-сигналами от рассеивающего образования, распределенного по дальности, доплеровской частоте, азимуту и углу места, обладают теми же свойствами, что и выходной сигнал, основой которого является шум. Если РЛС оптимизирована на обнаружение и измерение координат целей при наличии тепловых шумов, она оказывается также оптимизированной для работы по целям, находящимся в пределах рассеивающего образования, которое охватывает окружающие цель элементы разрешения по всем четырем координатам.

Следует также отметить, что в том случае, когда оптимизация работы системы осуществляется по критерию среднеквадратичной ошибки, равномерно распределенное рассеивающее образование приводит к такой же ошибке, как и в случае отсутствия априорной информации о характере распределения рассеивающего образования.

Целью настоящего раздела является анализ влияния пространственно-распределенных целей, или рассеивающих образований, на точность измерений. Ниже излагается методика вычисления ошибок в этих случаях, а в табл. 5.1 и 5.2 сведены краткие данные, которые можно использовать для оценки величины и спектра сигнала от рассеивающих образований. Более подробные сведения читатель может найти в литературе, указанной в этих таблицах.

Таблица 5.1

ОТРАЖАТЕЛЬНАЯ СПОСОБНОСТЬ РАССЕИВАЮЩИХ ОБРАЗОВАНИЙ [26]

Тип рассеивающего образования	Формула
Земная поверхность	$\sigma^0 = \frac{0,00032}{\lambda}$
[Отражательная способность гористой поверхности, если неровности превышают элементы разрешения только на 10%, оказывается больше среднего ее значения на 20 дБ. Если рассеивающий участок земной поверхности расположен за пределами прямой видимости R_c , отражательная способность σ^0 должна быть уменьшена пропорционально $(R/R_c)^4$].	
Морская поверхность	$10 \lg \sigma^0 = -64 + 6K_B + 10 \lg \sin \gamma - 10 \lg \lambda$
[Приближенная формула, пригодная для всех видов поляризаций и направлений ветра. Если величина угла переломления оказывается меньше критического значения γ_{max} , то из правой части формулы надо вычитать величину $40 \lg (\gamma_{max}/\gamma)$].	

Искусственные пассивные отражатели

$$\eta_p = 3 \cdot 10^{-3} \lambda$$

(для произвольного веса на единицу объема, свойственного типовому протяженному облаку помех).

Дождь

$$\eta_0 = 6 \cdot 10^{-14} r^{1.6} \lambda^{-4}$$

(для согласованной¹⁾ поляризации. При использовании с целью ослабления помех круговой поляризации или ортогональной линейной поляризации величина η_0 должна быть уменьшена в 30—100 раз)

¹⁾ Совпадающей с направлением дождевых струй. (Прим. ред.)

Таблица 5.2

СПЕКТР ЭХО-СИГНАЛА РАССЕИВАЮЩЕГО ОБРАЗОВАНИЯ [11.25]

Тип рассеивающего образования	Скорость ветра, м/с	Среднеквадратичная скорость, м/с
Редкий лес	Безветрие	0,02
Скалистая местность	3	$\approx 0,0$
Холмистая местность, покрытая лесом	3	0,4
То же	6	0,22
То же	12	0,33
Море	v_w	$v_w/8$
Искусственные пассивные отражатели	0—3	0,3—0,9
То же	8	1,2
Дождевые тучи	—	2—4

Для преобразования среднеквадратичной скорости в разброс спектра ее надо умножить на $2/\lambda$:

$$\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda, \text{ Гц.}$$

Для определения ширины спектра при данной длине волны можно воспользоваться разбросом среднеквадратичных значений скорости рассеивающего образования (табл. 5.2). Используя эти данные, можно определить интервалы корреляции между эхо-сигналом от рассеивающего образования и количеством независимых выборок в случаях, когда средние скорости сигналов, отраженных от цели, и сигналов от рассеивающего образования равны (см. разд. 5.4). Однако в большинстве случаев радиолокационного сопровождения и измерения координат целей, находящихся над рассеивающей поверхностью или внутри рассеивающего образования, имеет место значительная средняя разность доплеровских сдвигов частоты и фаза эхо-сигнала мешающего образования почти всегда оказывается случайной по сравнению с фазой сигнала цели. Ошибка по частоте, обусловленная относительным движением и флуктуацией амплитуды сигнала цели, была рассмотрена в разд. 5.2, и разброс среднеквадратичных значений скорости рассеивающего образования является единственной дополнительной составляющей, которую необходимо учесть при определении эффективной ширины спектра сигнала ошибки.

Ошибку измерения, обусловленную отражениями от пространственно-распределенных целей, можно вычислить с помощью общих формул (5.2) и (5.3), используя в них соответствующие значения отношения сигнал/помеха (или отношения сигнал от цели/сигнал от рассеивающего образования). В основе расчета лежит суммирование квадратов ошибок, вызываемых каждым из точечных рассеивателей, образующих пространственно-распределенную цель. Так как предполагается, что полная мощность помехи в суммарном канале мала по сравнению с мощностью сигнала, отраженного от заданной цели, ошибки по мощности (дисперсии), вызываемые рассеивателями, суммируются линейно. В этих условиях полную ошибку можно определить, вводя полную мощность помех в отношениях S/I , используемых в общих формулах.

Выражение для S/I сходно с выражением, использованным выше для случая точечных целей, но в данном случае необходимо учитывать распределение ЭПР мешающего образования в пределах функции отклика РЛС. Вместо произведения дискретных значений $\sigma_i G_t(u_i, v_i)$ необходимо использовать интеграл плотности распределения эффективной поверхности рассеяния, взвешенный функцией отклика РЛС в пределах всего интересующего объема:

$$\frac{S}{I} = \frac{\sigma G_t(0) G_r(0) |\Psi(0, 0)|^2}{\int_v \eta_v(u, v, f_d, t_d) G_t(u, v) G_r(u, v) |\Psi(f_d, t_d)|^2 dt}, \quad (5.9)$$

где σ обозначает ЭПР заданной цели. Отношение S/I_Δ для разностного канала в этом случае определяется из выражения:

$$\frac{S}{I_\Delta} = \left(\frac{S}{I} \right) \frac{\int_v \eta_v(z) \Sigma^2(z) dz}{\int_v \eta_v(z) \Delta^2(z) dz}. \quad (5.10)$$

В этой формуле Σ и Δ обозначают соответственно функции отклика суммарного и разностного каналов по измеряемой координате z (включая двукратно используемые диаграммы направленности антенны). Выражение (5.10) справедливо для случая, когда характеристика по координате z не зависит от характеристик по другим координатам, что часто наблюдается на практике. Когда это условие не выполняется, для определения отношения S/I_Δ можно использовать выражение (5.9), заменив в его знаменателе характеристики G_r или Ψ на характеристику разностного канала по координате z .

Выражения (5.9) и (5.10) относятся к наиболее общему случаю, когда мешающий объект является пространственно-распределенным по всем координатам. Если по некоторой из координат эффективная поверхность рассеяния сжимается в точку, плотность по этой координате превращается в дельта-функцию и из формулы исключается соответствующий интеграл. В частности, если мешающий объект является точечным, из формулы исключаются все интегралы, в результате чего эта формула превращается в формулу (5.6).

Иногда можно считать, что рассеивающее образование равномерно распределено по азимуту и дальности при релеевском распределении амплитуд по различным элементам разрешения РЛС. При измерении координат цели, находящейся над такой поверхностью, отношение S/I можно найти по формуле

$$\frac{S}{I} = \frac{\sigma G_{st} G_{sr}}{\sigma_i} = \frac{\sigma G_{st} G_{sr}}{\sigma^0} \frac{L_p}{R \theta_a} \frac{2}{\tau_n c}. \quad (5.11)$$

Если предположить, что рассеивающая поверхность равномерно распределена в пределах нескольких значений ширины диаграммы направленности по азимуту по обе стороны от азимута цели, мощность мешающего сигнала в азимутальном разностном канале будет такой же, как и мешающего сигнала в суммарном канале, поскольку каналы настраиваются так, чтобы выходные шумы в них были одинаковы. Ошибка по азимуту составляет

$$\sigma_A = \frac{\sqrt{\eta_a}}{K \sqrt{2(S/I) n_e}} = \frac{\theta_a}{k_m \sqrt{2(S/I) n_e}}. \quad (5.12)$$

Аналогичным образом определяется ошибка по дальности

$$\sigma_t = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K \sqrt{2(S/I) n_e}}. \quad (5.13)$$

Эти выражения применимы также и для случая объемных рассеивающих образований, охватывающих главный и основные боковые лепестки. В этом случае выражение (5.12) можно также использовать и для определения ошибки по углу места, надо только заменить значение ширины диаграммы направленности в азимутальной плоскости θ_a на аналогичное значение ширины диаграммы направленности в угломестной плоскости θ_e .

В случае рассеивающего образования поверхностного типа направление прихода большинства отраженных сигналов лежит близко к горизонтальной плоскости и составляет с направлением на цель угол E_t (отсчитываемый вниз от этого направления). Если этот угол меньше θ_e , мы можем рассматривать рассеивающую поверхность как вторую цель, находящуюся на небольшом удалении от заданной цели. Согласно выражению (5.4)

$$\sigma_E \approx \frac{E_t}{\sqrt{2(S/I) n_e}} \quad (E_t < \theta_e/2). \quad (5.14)$$

При $E_t \gg \theta_e/2$ эхо-сигнал от рассеивающей поверхности будет приниматься боковыми лепестками угломестной диаграммы направленности и при определении ошибки по углу места необходимо учитывать

коэффициенты боковых лепестков разностного и суммарного каналов, обозначаемые соответственно G_{se} и G_{sr} ,

$$\sigma_E = \frac{V\sqrt{\eta}}{K \sqrt{2(S/I)(G_{se}/G_{sr})n_e}} = \frac{\theta_e}{k_m \sqrt{2(S/I)(G_{se}/G_{sr})n_e}}, \quad (E_t \gg \theta_e/2). \quad (5.15)$$

Для большинства правильно выбранных амплитудных распределений по раскрытию $G_{se}/G_{sr} \approx 0,25$ и $k_m \approx 1,4$, в результате чего получаем:

$$\sigma_E \approx \frac{\theta_e}{V(S/I)n_e}. \quad (5.16)$$

При отражении радиолокационных сигналов земной поверхностью, когда распределение часто не соответствует релеевскому, значения σ_E можно вычислять для нескольких точек графика удельной отражающей способности σ^0 и затем определять среднее взвешенное значение. Можно также вычислить одно значение ошибки σ_E по среднему (но не срединному) значению удельной отражательной способности σ^0 . Во всех случаях отношение (S/I) можно непосредственно умножить на коэффициент выигрыша, даваемый использованием в РЛС аппаратуры селекции движущихся целей (СДЦ) или фильтрации по доплеровскому сдвигу частоты, если такая возможность имеется.

Отражения от метеообразований

Дождь и снег являются рассеивающими образованиями, распределенными по всем трем пространственным координатам, а иногда и по координате доплеровской частоты. Когда измеряются координаты цели, находящейся в равномерно распределенных осадках, выражение (5.9) можно упростить, используя в нем параметры, характеризующие размеры элемента разрешения. Приняв, что в РЛС применяются двукратно используемая гауссова диаграмма направленности и гауссов зондирующий импульс, можно написать

$$\frac{S}{I} = \frac{\sigma}{\eta_v} \frac{1,74}{R^2 \theta_a \theta_e} \frac{1,88}{\tau_3 c} = \frac{3,3\sigma}{\eta_v R^2 \theta_a \theta_e \tau_3 c}. \quad (5.17)$$

В тех случаях, когда можно также принять, что рассеивающее метеообразование имеет равномерное распределение в пределах рабочих областей диаграмм направленности как суммарного, так и разностного каналов, то же самое отношение применимо и к разностному каналу, и выражение (5.3) преобразуется к виду

$$\sigma_z = \frac{V\sqrt{\eta}}{K_z \sqrt{2(S/I)n_e}} = \frac{R \sqrt{\eta \theta_a \theta_e \tau_3 c \eta_v}}{2,6 K_z \sqrt{n_e \sigma}}. \quad (5.18)$$

Постоянная 1,74 в числителе выражения (5.17) является просто коэффициентом L_p^2 , характеризующим потери на форму диаграммы направленности по двум координатам для гауссовой диаграммы, а постоянная 1,88 получена путем деления множителя 2, учитывающего рас-

пространение электромагнитной энергии в прямом и обратном направлении, на величину отношения τ_n/τ_z для гауссова зондирующего импульса. Значения этих постоянных при использовании диаграмм направленности и зондирующих импульсов других форм существенно не изменяются (см. табл. 2.4 и 4.6), в связи с чем выражения (5.17) и (5.18) могут использоваться для любых РЛС.

Методы подавления сигналов от рассеивающих образований

При некоторых условиях работы РЛС эхо-сигналы от рассеивающих образований могут приводить к возникновению больших ошибок измерений. В связи с этим может возникать необходимость в применении различных методов подавления таких эхо-сигналов, используемых в РЛС уже в течение многих лет. Для подавления мешающих отражений от земной поверхности широкое распространение получили такие наиболее эффективные методы, как схемы СДЦ или фильтрация по доплеровскому сдвигу частоты. В определенных случаях используются также специальные ограждения вокруг антенн РЛС, предотвращающие прием отраженных сигналов под малыми углами места. Улучшение качества работы РЛС, обусловленное применением схемы СДЦ, определяется значением отношения $|\varphi(0, 0)/\varphi(f_d, 0)|^2$ в формуле (5.9), при интегрировании в пределах разброса частот рассеивающего образования. Ограждение вокруг антенны, которое можно рассматривать как составной элемент антенной системы, является просто одним из средств улучшения коэффициента боковых лепестков G_{sl} , G_{sr} и G_{se} .

Существенное улучшение отношения S/I при отражении радиолокационных сигналов осадками часто можно получить, применяя круговую поляризацию. Это связано с тем, что дождевые капли имеют почти сферическую форму, а отраженные от них волны — обратную круговую поляризацию. Сложным целям в определенной степени свойственно рассеяние электромагнитных волн с обеими поляризациями в связи с чем примерно только половина отраженной энергии исключается за счет поляризации приемной антенны.

Любое улучшение отношения S/I , которое имеет место при использовании указанных выше методов, должно учитываться в формулах до вычисления ошибки либо путем соответствующего изменения выражений (5.9) и (5.10), либо умножением отношения (S/I) в формулах для вычисления ошибок на соответствующий множитель. Кроме того, если для расширения спектра сигналов, отраженных от рассеивающих образований, используется метод многочастотного зондирования, улучшение, появляющееся в этом случае при последетекторном интегрировании, можно учесть путем соответствующего увеличения n_e .

Наконец, необходимость улучшения разрешающей способности для уменьшения ошибок, вызванных отражениями от рассеивающих образований, можно оценить путем анализа различных приведенных выше формул. Пользуясь применяемыми в этой книге определениями разрешающей способности, можно сказать, что снижения ошибки, обусловленной отражениями от окружающего цель рассеивающего образования, можно добиться путем уменьшения размеров элемента

разрешения (определяемых по уровню половинной мощности соответствующей характеристики), в то время как для снижения ошибок, вызванных воздействием мешающих сигналов от более удаленных от цели источников, необходимо уменьшать уровни боковых лепестков по соответствующей координате. В координатах дальность — доплеровская частота, а также в угловых координатах при раскрыве с заданной площадью полный объем функции отклика должен оставаться постоянным, в связи с чем для решения этой задачи необходимо найти оптимальное компромиссное соотношение между значениями ширины боковых лепестков по уровню половинной мощности и их средним уровнем.

5.4. ОШИБКИ ИЗ-ЗА МНОГОПУТНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Когда сигнал, отраженный от заданной цели, достигает РЛС, распространяясь также по пути, отличающемуся от пути прямого распространения между целью и этой РЛС, могут возникать так назы-

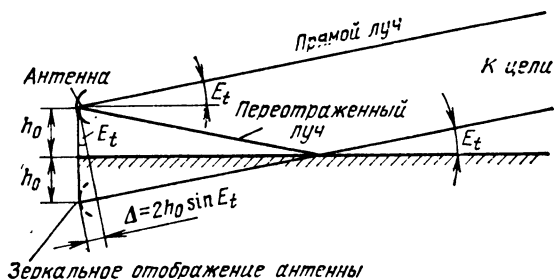


Рис. 5.4. Геометрические соотношения в случае интерференции прямого и переотраженного лучей.

ваемые «ошибки многопутного распространения». Такие ошибки могут появляться по любой из четырех радиолокационных координат. Основной причиной ошибок такого вида, на анализе которой мы остановимся ниже, является отражение от земной поверхности, как это показано на рис. 5.4. Положение и форма мешающего сигнала значительно лучше определяются для случая многопутного распространения, чем для более общих видов точечных или распределенных помех, что существенно упрощает формулы для определения ошибок, вызываемых многопутным распространением. Ниже будут рассмотрены ошибки такого вида по углу места, азимуту, дальности и доплеровскому сдвигу частоты.

Угломестные ошибки из-за многопутного распространения

Влияние многопутного распространения эхо-сигналов на точность измерения угла места наиболее просто можно показать на примере моноимпульсной РЛС, хотя те же общие положения можно использовать и при анализе его влияния на работу РЛС, имеющих антенны с по-

следовательным переключением диаграммы направленности или антенны другого типа. На рис. 5.5 изображены типичные диаграммы направленности в угломестной плоскости для антенны моноимпульсной РЛС с амплитудным сравнением сигналов. При сопровождении цели, угол места которой равен E_t , ось антенны будет поднята также на этот угол и переотраженные от рассеивающей поверхности сигналы будут приниматься станцией под углом $2E_t$, отсчитываемым вниз от равно-

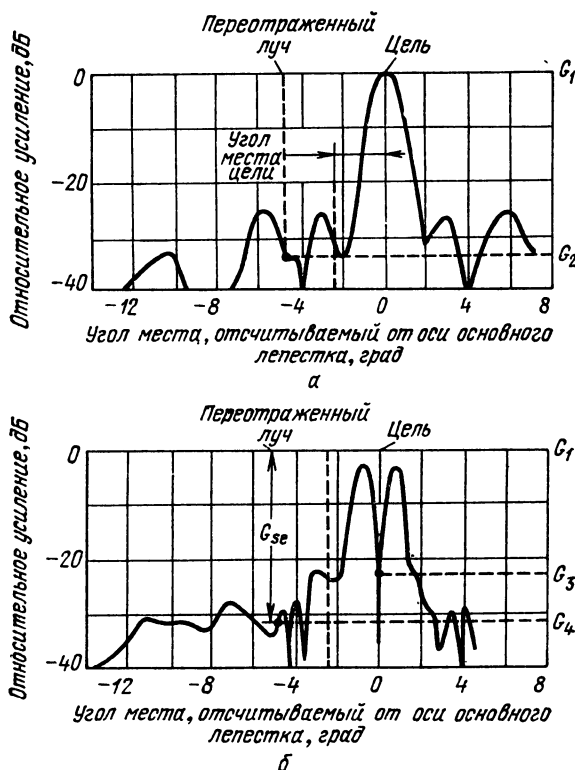


Рис. 5.5. Использование диаграммы направленности антенн в угломестной плоскости при вычислении ошибок из-за многопутного распространения.

сигнальной оси антенны. Результирующие сигналы суммарного и разностного каналов показаны на векторной диаграмме рис. 5.6. Фаза и амплитуда сигнала, отраженного по прямому пути, определяются в суммарном канале опорным вектором E_r , имеющим нулевой фазовый сдвиг. Прямой сигнал в разностном канале будет находиться относительно опорного сигнала в фазе или противофазе (что зависит от того, как расположена цель — несколько выше или ниже равносигнальной оси), и следящая система будет стремиться свести эту ошибку к нулю. Сигнал, переотраженный от поверхности, изображается на векторных

диаграммах для каждого канала в виде дополнительного небольшого вектора, повернутого относительно опорной фазы на угол

$$\varphi = \frac{4\pi h_0}{\lambda} \sin E_t + \gamma_r, \quad (5.19)$$

где h_0 — высота антенны и γ_r — фазовый угол, обусловленный переотражением от поверхности. Так как величина отношения амплитуд переотраженного и прямого сигналов невелика (для целей, находящихся относительно рассеивающей поверхности под углами, равными ширине диаграммы направленности или превышающими ее), влияние пе-

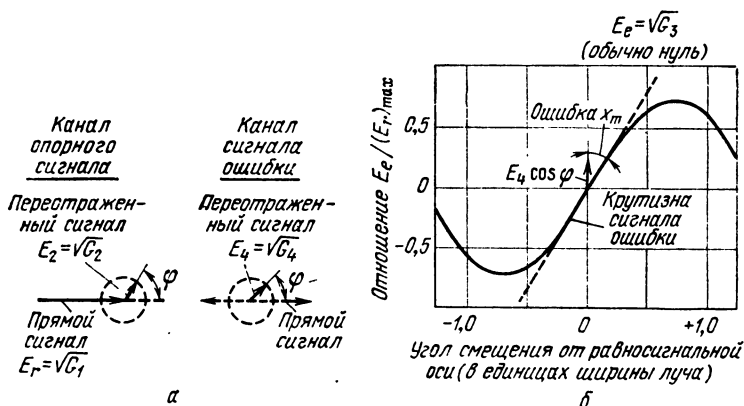


Рис. 5.6. Соотношения, используемые для определения ошибки из-за многопутного распространения:

а — прямой и переотраженный лучи; б — ошибка, обусловленная наличием переотраженного луча.

реотраженного сигнала на опорный вектор будет проявляться в небольших изменениях его фазы и амплитуды, что не оказывает заметного воздействия на работу системы. Однако появление такого сигнала в разностном канале приводит к возникновению ложного сигнала ошибки, в результате чего следящая система будет поворачивать антенну станции до тех пор, пока этот ложный сигнал ошибки не будет скомпенсирован. Такая ошибка возникает периодически с изменением угла места.

Отношение мощностей прямого и переотраженного сигналов определяется выражением

$$\frac{S}{I_{\Delta}} = \frac{G_1}{\rho^2 G_4} = \frac{G_{se}}{\rho^2} \quad (5.20)$$

и среднеквадратичная ошибка согласно формуле (5.3) равна

$$\sigma_E = \frac{\rho \sqrt{\eta}}{K \sqrt{2 G_{se} n_e}} = \frac{\theta_e \rho}{k_m \sqrt{2 G_{se} n_e}}. \quad (5.21)$$

В этой формуле ρ обозначает коэффициент отражения поверхности, а $G_{se} = G_1/G_4$ представляет собой отношение значений коэффициентов усиления в главном и боковых лепестках диаграммы направленности

для угла $2E_t$, отсчитываемого вниз относительно равносигнальной оси антенны. Усреднение производится в пределах интервала углов места, для которого должна быть определена ошибка σ_E . Так как характер изменения этого отношения определяется структурой лепестков диаграммы направленности антенны, а коэффициент отражения и наклон поверхности для различных ее участков вблизи РЛС могут изменяться, амплитуду и фазу ошибки за счет многопутности точно определить трудно, но найти ее среднеквадратичные значения в разумных пределах обычно оказывается возможным. Коэффициент G_{Σ} в формуле (5.21) отсутствует, так как цель находится в максимуме суммарной диаграммы направленности и предполагается, что она рассеивает в направлении на РЛС и точку переотражения на поверхности сигналы равной мощности. Случайные изменения реальных мощностей, рассеиваемых в этих слегка отличающихся направлениях, будут несколько изменять форму ошибки многопутного распространения, но среднеквадратичное значение ее напряжения изменяться не будет.

Если при перемещении цели ее угол места изменяется со скоростью \dot{E}_t , основная частота ошибки многопутного распространения будет составлять

$$f = 2\dot{E}_t h_0 / \lambda. \quad (5.22)$$

Эта частота обычно настолько низка, что усреднение не имеет смысла и можно принимать, что в формуле (5.3) величина $n_e = 1$.

При сопровождении при очень низких углах места главный лепесток диаграммы направленности облучает земную поверхность и ошибка из-за многопутного распространения возрастает очень сильно (рис. 5.7). Реальная цель и ее зеркальное отображение образуют двухточечную цель с изменяющимися отношениями фаз и амплитуд сигналов от этих двух источников. При величинах углов, меньших некоторого критического угла, когда переотраженный (от поверхности) и прямой (от цели) сигналы совпадают по фазе, антенна резко устремляется к нулевому углу места, где и остается до тех пор, пока сдвиг между фазами этих сигналов на 180° снова не повернет антенну вверх по направлению на цель. График, характеризующий зависимость нормированной ошибки от угла места цели, нормированной к ширине главного луча антенны, приведен на рис. 5.8 для суммарной диаграммы гаус-

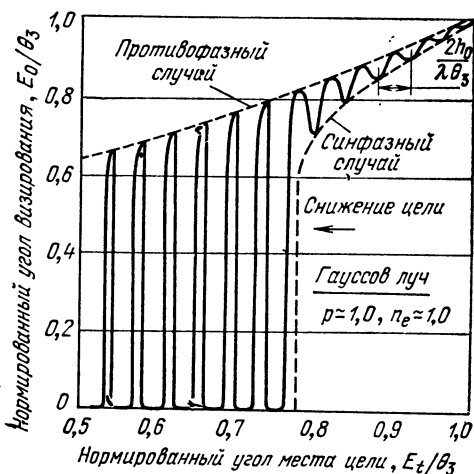


Рис. 5.7. Типичная зависимость угла визирования от угла места цели.

совой формы и ее производной разностной диаграммы. Так как в интервале между точками суммарной диаграммы направленности по уровню -10 дБ практически все диаграммы направленности имеют форму, близкую к этой, кривые рис. 5.8 с достаточной степенью точности можно применить при анализе работы любых РЛС, сопровождающих цели при малых углах места. Следует отметить, что к системе, отслеживающей изменения кажущегося угла прихода сигнала над отражающей поверхностью, ошибки быстро возрастают, когда угол места цели становится меньше $\approx 0,8$ ширины диаграммы направленности.

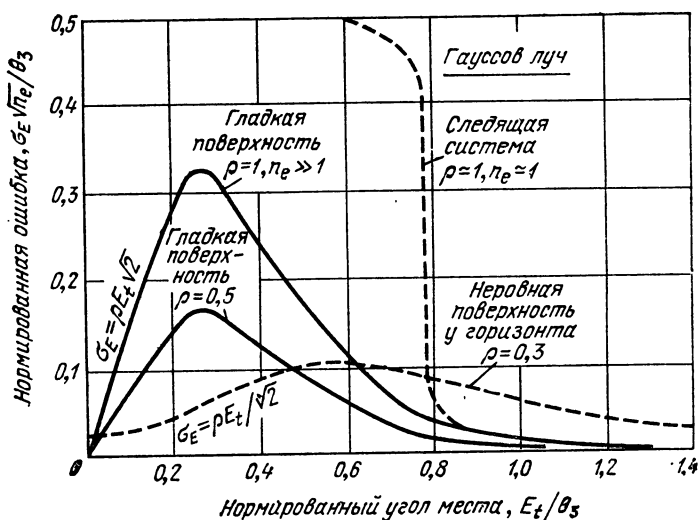


Рис. 5.8. Зависимость угломестной ошибки из-за многопутного распространения от угла места цели.

Системы с усреднением большого количества данных или системы, снабженные устройством, не позволяющим антенне опускаться по углу места ниже $\theta_e/2$, могут обеспечивать выдачу приемлемых (если не точных) данных вплоть до горизонта, как и большинство систем сопровождения при $\rho < 0,5$.

Так как переотраженная составляющая принимаемого сигнала имеет приблизительно тот же доплеровский сдвиг частоты, что и основная составляющая этого сигнала, распространяющаяся от цели к РЛС по прямому направлению [разницу можно определить по формуле (5.22)], нельзя ожидать, что применение схем СДЦ или самой сложной обработки данных по доплеровскому сдвигу позволит уменьшить ошибки из-за многопутного распространения. Таким образом, РЛС может потерять цель, или выдать данные с чрезмерно большими ошибками даже в том случае, когда уровни сигналов мешающих отражений от земной поверхности значительно снижены относительно уровня прямого сигнала.

Влияние неровной поверхности

Предыдущий анализ касался случая зеркального отражения от гладкой поверхности, когда зеркальное отображение цели находится под углом — E_i относительно горизонтальной плоскости. Если же поверхность неровная, зеркальный характер отражения при небольших углах переотражения (углах места) еще может сохраняться, однако коэффициент отражения будет уменьшаться и при углах места цели, превышающих некоторый критический угол, зеркальное отображение цели становится диффузным. Если ρ_0 обозначает коэффициент отражения гладкой поверхности, коэффициент зеркального отражения для неровной поверхности из того же материала можно представить как $\rho = \rho_0 \rho_s$.

Коэффициент зеркального отражения ρ_s определяет среднеквадратичное значение напряженности поля, возникающего в результате отражения без учета сильных возмущений, вызываемых значительными неровностями поверхности. Его значение можно определить из формулы [27]:

$$\overline{\rho_s^2} = \exp \left[- \left(\frac{4\pi\sigma_h \sin \gamma}{\lambda} \right)^2 \right]. \quad (5.23)$$

В этой формуле σ_h обозначает среднеквадратичное значение отклонения высоты поверхности, γ — угол переотражения, а λ — длина волны. В тех случаях, когда реальная поверхность заменяется при расчетах плоской земной поверхностью, угол переотражения равен

Таблица 5.3

МАКСИМАЛЬНЫЕ УГЛЫ ЗЕРКАЛЬНОГО ОТРАЖЕНИЯ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ РАБОЧИХ ЧАСТОТ РЛС И РАЗЛИЧНЫХ СОСТОЯНИЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Степень волнения моря в баллах ¹⁾	Характеристика моря	Высота волн, м	Среднеквадратичное значение высоты волн, м	Критический угол γ_{max} в градусах при длине волны			
				0,7 м	0,21 м	0,1 м	0,03 м
1	Спокойное	0,1—0,25	0—0,065	45	13	6	1,8
2	Легкое волнение	0,25—0,75	0,065—0,21	12—45	4—13	1,8—6	0,5—1,8
3	Умеренное волнение	0,75—1,25	0,21—0,32	8—12	2,6—4	1,2—1,8	0,3—0,5
4	Значительное волнение	1,25—2,0	0,12—0,54	5—8	1,6—2,6	0,7—1,2	0,2—0,3
5	Весьма значительное волнение	2,0—3,5	0,54—0,86	3—5	1—1,6	0,4—0,7	0,12—0,2
6	Сильное волнение	3,5—6,0	0,86—1,3	2—3	0,7—1	0,3—0,4	0,09—0,12
7	Очень сильное волнение	6,0—8,5	1,3	2	0,7	0,3	0,04

¹⁾ Соответствует данным шкалы степени волнения моря, напечатанной в англо-русском военно-морском словаре, Воениздат, 1962, стр. 845 (Прим. ред.).

углу места цели E_i (рис. 5.4). Поверхность можно считать «неровной», когда $\rho_s^2 \leq 0,5$ или когда

$$(\sigma_h/\lambda) \sin \gamma \geq 0,065. \quad (5.24)$$

Это соотношение приблизительно соответствует релеевскому критерию для неровной поверхности.

Значения критических углов, выше которых поверхность следует считать неровной при различных рабочих частотах РЛС, приведены в табл. 5.3 для различных состояний морской поверхности, выраженных в баллах.

Когда угол переотражения превышает критический угол примерно в два раза, составляющая зеркального переотражения становится несущественной и коэффициент отражения становится зависящим от «коэффициента диффузного отражения» ρ_d :

$$\rho = \rho_0 \rho_d.$$

На рис. 5.9 показано изменение ρ_s и ρ_d в зависимости от степени неровности поверхности. Следует заметить, что при критическом угле, при котором $\rho_s^2 = 0,5$, величина ρ_d возрастает примерно только до 0,25. Это обусловлено тем, что в тех случаях, когда земная или морская поверхности являются неровными, происходит существенное мас-

кирование части площади, которая в противном случае влияла бы на величину энергии, попадающей в антенну. Измерения показывают, что величина ρ_d редко превышает 0,4 для любых поверхностей и обычно значения этого коэффициента составляют 0,35.

Диффузно отражаемая энергия принимается антенной с обширной площадью, окружающей зеркальное отображение цели (точку, где имело бы место зеркальное отражение в случае гладкой поверхности). Эта площадь определяется Бекманном и Спищицино [27] как «поверхность с зеркальным отражением», и ее размер зависит от угла места цели и среднеквадратичного значения наклона σ_α неровной поверхности (рис. 5.10). Так как данные о характеристиках поверхности никогда не бывают точными, в последующем анализе будет считаться, что принимаемая энергия отражается от рассеивающих элементов со случайными фазами, рассеивающие элементы равномерно расположены

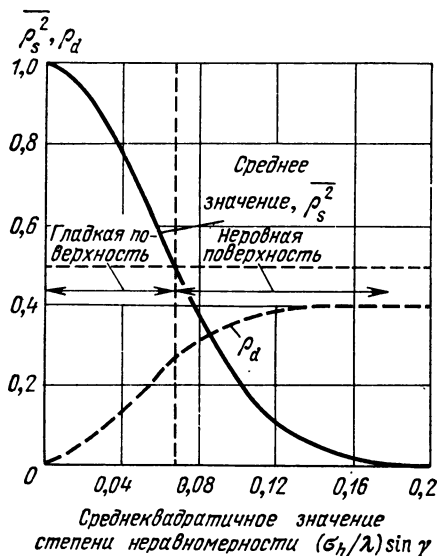


Рис. 5.9. Зависимость коэффициента отражения от степени неровности поверхности (по Бекманну и Спищицино [27]).

ρ_s^2 — квадрат коэффициента зеркального отражения; ρ_d — коэффициент диффузного отражения.

по поверхности с зеркальным отражением и отсутствуют за ее пределами. Мощности элементарных сигналов, создаваемых в результате отражения от многих рассеивающих элементов, суммируются и величина общей отраженной мощности определяется квадратом значения ρ_d .

Следует отметить, что в случае радиолокации целей, находящихся под малыми углами места близко над уровнем поверхности

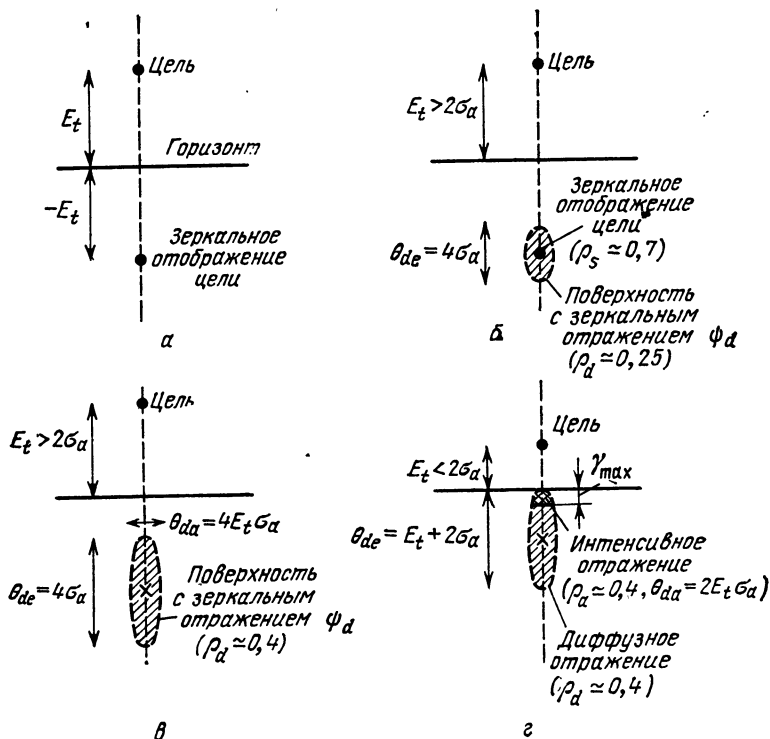


Рис. 5.10. Изменения в источниках отражения в зависимости от угла места и степени неровности поверхности:

а — зеркальное отражение, $\rho_s \approx 1$, $\rho \approx \rho_0$; б — слегка неровная поверхность $(\sigma_h/\lambda) \sin E_t \approx 0,06$; в — неровная поверхность; г — цель находится под малым углом места, учитывается кривизна земной поверхности.

(рис. 5.10, г), имеет место существенное отклонение от тех соотношений, которые использовались выше при анализе ошибки из-за многопутного распространения. Из-за кривизны земной поверхности в этом случае происходит интенсивная концентрация рассеивающих элементов в области, ограниченной углом γ_{\max} ниже горизонтальной плоскости, в которой имеет место почти зеркальное отражение. Эта область может рассматриваться как отдельный источник мешающих сигналов, независимый от диффузно отражающей поверхности, ширина которого по азимуту составляет только около половины ширины этой поверхности. Уровни боковых лепестков диаграммы направленности следует учитывать в этом случае для угла $E_t + \gamma_{\max}$ ниже цели, а не для угла

$2E_t$, как это делалось раньше. Кривая для неровной поверхности, характеризующая влияние интенсивно отражающей области на угломестную ошибку из-за многопутного распространения, приведена на рис. 5.8.

Среднеквадратичное значение наклона неровной поверхности связано со среднеквадратичной девиацией высоты поверхности соотношением $\sigma_\alpha = 2\sigma_h/d_c$, где d_c — интервал корреляции неоднородностей рельефа рассматриваемой поверхности. Согласно наблюдениям значения этой величины как для земной, так и морской поверхностей лежат в пределах от 0,05 до 0,25 рад. Для морской поверхности среднеквадратичное значение наклона является функцией скорости ветра, возрастая довольно круто до 0,15 рад для $v_w = 5$ м/с (10 узлов) и затем более медленно до 0,25 рад при $v_w = 15$ м/с (30 узлов). Таким образом, для большинства неровных поверхностей в качестве типового значения можно принять значения порядка 0,2 рад.

Отношение S/I при диффузном отражении

При оценке влияния диффузного отражения электромагнитной энергии на величину ошибки измерения РЛС угла места цели производится вычисление отношения непосредственно отраженного сигнала к сигналу многопутного отражения путем интегрирования усиления антенны в пределах телесного угла видимости блестящей поверхности ψ_d :

$$\frac{S}{I_\Delta} = \frac{G_1 \psi_d}{\rho_0^2 \rho_d^2 \int_{\psi_d} G_d d\psi} = \frac{\bar{G}_{se}}{\rho^2}. \quad (5.25)$$

Это выражение подобно выражению (5.20), выведенному для случая зеркального отражения, когда коэффициент усиления G_1 определяется для угла $2E_t$ (отсчитываемого вниз от оси антенны), под которым принимается отраженный луч. Выражение (5.25) представляет собой частный случай выражений (5.9) и (5.10) для распределенного мешающего сигнала. Отметим, что процесс интегрирования в уравнении (5.25) лишний раз подчеркивает тот факт, что единственным действенным методом, позволяющим бороться с многопутными отражениями, является увеличение разрешающей способности, обусловленной приемной диаграммой направленности.

При малых значениях наклона поверхности σ_α и в случаях, когда преобладает зеркальное отражение, интегрирование эквивалентно сглаживанию диаграммы направленности в интервале $\pm 2\sigma_\alpha$ по углу места. Когда поверхность с зеркальным отражением распространяется на область, которая охватывает не только главный, но и ряд боковых лепестков, интегрирование должно осуществляться с учетом относительных значений ширины диаграммы направленности антенны по азимуту и ширины поверхности с зеркальным отражением θ_{da} . Для упрощения вычислений азимутальную и угломестную диаграммы на-

правленности можно рассматривать отдельно и осуществлять интегрирование только в угломестной плоскости:

$$\frac{S}{I_{\Delta}} \approx \frac{G_1 \theta_{de}}{\rho^2 \int_{\theta_{dc}} G_d dE} \frac{\theta_{da}}{\theta_a} (\theta_{da} > \theta_a). \quad (5.26)$$

Азимутальная ошибка из-за многопутного распространения

Отражения от гладкой горизонтальной поверхности не приводят к возникновению ошибок в измерении истинного азимута цели. Ошибки измерения азимута возникают при наличии наклонных участков отражающих поверхностей, а также неровных поверхностей при любом угле. Когда гладкая покатая поверхность отражает электромагнитную энергию в направлении к антенне РЛС, вектор ошибки из-за многопутного распространения, вычисленной по формуле (5.21) для случая измерения угла места, просто поворачивается из-за наклона поверхности, образуя составляющую азимутальной ошибки, пропорциональную синусу угла наклона. Когда поверхность бывает неровной и в пределах ширины азимутальной диаграммы направленности лежит несколько отдельных отражающих участков, ошибка определения азимута находится путем оценки мешающих сигналов, распределенных по азимуту.

Обращаясь к рис. 5.10, можно установить, что по азимуту область, содержащая рассеивающие элементы, изменяется в пределах от $\theta_{da} = 2E_t \sigma_a$ (для целей, находящихся под малыми углами места) до удвоенного значения этой величины (для целей, находящихся под большими углами места). Если этот угол не превышает ширину диаграммы направленности, можно использовать выражение (5.4), заменив величину z_i , соответствующую случаю малого смещения, на $\theta_{da}/2$ и отношение S/I — на множитель \bar{G}_{sr}/ρ_a^2 :

$$\sigma_A = \frac{\theta_{da} \rho}{2 \sqrt{2 \bar{G}_{sr} n_e}} (\theta_{da} < \theta_a). \quad (5.27)$$

Усредненный коэффициент боковых лепестков суммарного канала \bar{G}_{sr} используется в этой формуле потому, что он определяет отклонение характеристики разностного канала по азимуту относительно ее центральной области с линейным участком крутизны. Усреднение производится в пределах поверхности с зеркальным отражением

$$\bar{G}_{sr} = \frac{G_1 \psi_d}{\int_{\psi_d} G_r d\psi}. \quad (5.28)$$

Для целей, находящихся под небольшими углами места, $\theta_{da} \approx 2E_t \sigma_a$ и

$$\sigma_A = \frac{E_t \sigma_a \rho}{\sqrt{2 \bar{G}_{sr} n_e}} (E_t < 2\sigma_a, \theta_{da} < \theta_a), \quad (5.29)$$

где \bar{G}_{sr} вычисляется для участка около горизонта. Для больших углов места $\theta_{da} = 4E_t\sigma_a$ и

$$\sigma_A = \frac{\sqrt{2} \rho E_t \sigma_a}{\sqrt{\bar{G}_{sr} n_e}} \quad (E_t > 2\sigma_a, \theta_{da} < \theta_a), \quad (5.30)$$

где \bar{G}_{sr} вычисляется для зеркального отображения цели, находящегося под углом $-E_t$ относительно горизонта.

При еще больших углах места, при которых размеры поверхности с зеркальным отражением превышают ширину азимутальной диаграммы направленности, отраженный сигнал приобретает характер шума или отражения от протяженных рассеивающих образований. При этом можно принять, что отношения S/I в суммарном и разностном каналах примерно одинаковы, так как распределение энергии в азимутальной плоскости охватывает широкий сектор. Из уравнения (5.3) следует

$$\sigma_A = \frac{\rho \sqrt{\eta}}{K \sqrt{2\bar{G}_{sr} n_e}} = \frac{\theta_a \rho}{k_m \sqrt{2\bar{G}_{sr} n_e}} \quad (\theta_{da} > \theta_a). \quad (5.31)$$

Количество независимых выборок ошибки зависит от времени корреляции отражений. При работе над земной поверхностью это время в большинстве случаев весьма велико по сравнению с продолжительностью радиолокационного наблюдения и связано с временем корреляции отражений от рассеивающих образований. Если принять, что спектр и функция корреляции являются гауссовыми, время корреляции будет связано со стандартным отклонением спектра мощности σ_f следующим соотношением:

$$t_c = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_f} = \frac{\lambda}{2 \sqrt{2\pi} \sigma_v},$$

где σ_v обозначает разброс среднеквадратичных значений скоростей рассеивающих элементов. Если поверхность скалистая или не имеет густой растительности, величина σ_v будет зависеть от тропосферных флюктуаций (приложение Г), которые могут внести только составляющую, равную 1 см/с. Для холмистой, покрытой лесом местности, разброс среднеквадратичных значений скоростей лежит в пределах от 0,04 до 0,3 м/с в зависимости от скорости ветра. Разброс среднеквадратичных значений скоростей отражающих элементов морской поверхности можно приближенно представить в виде зависимости от скорости ветра: $\sigma_v \approx v_w/8$. Это приводит к значению времени корреляции, равному

$$t_c \approx 1,6\lambda/v_w. \quad (5.32)$$

Движение цели также может влиять на декорреляцию ошибки из-за многопутного распространения, особенно, когда распространение электромагнитных волн происходит над земной поверхностью, где отражение само по себе является стабильным. Выражение (5.22) определяет значение угломестной составляющей частоты изменения ошибки, которая обычно больше азимутальной составляющей. Декорре-

ляция по азимуту появляется, когда луч антенны перемещается больше, чем на одну ширину азимутальной диаграммы направленности: $n_e = t_0 A / \theta_a$. Когда необходимо учитывать одновременное воздействие нескольких из перечисленных факторов, количество независимых выборок можно представить как сумму среднеквадратичных значений нескольких воздействий, не превышающую при этом числа импульсов, принятых за время наблюдения.

Пример вычисления ошибки из-за многопутного распространения

Для иллюстрации возможных вариаций значений ошибок из-за многопутного распространения радиоволн над неровными поверхностями ниже будет осуществлено вычисление ошибок измерения, обусловленных переотражениями от земной и морской поверхностей для случаев РЛС сопровождения, имеющей диаграммы направленности антенны, изображенные на рис. 5.5. При работе будут использоваться следующие численные значения параметров:

$\lambda = 0,055$ м при вертикальной поляризации излучаемого сигнала; $v_w = 10$ м/с; $\sigma_a = 0,15$ рад; $\sigma_h = 0,25$ м (для моря), $\sigma_h = 1,0$ м (для суши).

Критический угол переотражения над сушей равен: $\gamma_{\max} = 0,065$ (λ / σ_h) = 0,0036 рад $\approx 0,2^\circ$.

Таким образом, поверхность можно считать неровной для всех углов сопровождения, причем рассеивающая поверхность лежит примерно у горизонта. Можно принять, что коэффициент отражения $\rho = \rho_{\theta d} = 0,3$. Кривая, характеризующая угломестную ошибку для этого случая применительно к гауссовой диаграмме направленности, приведена на рис. 5.8.

Для определения величины σ_E в зависимости от угла места цели (рис. 5.11) для углов места, превышающих 1° , можно использовать усредненные в пределах примерно 1° значения боковых лепестков диаграммы направленности, изображенной на рис. 5.5, б.

Для целей, совершающих горизонтальные полеты на значительных расстояниях от РЛС, скорости изменения углов места будут небольшими, что приводит к появлению ошибок, коррелированных в интер-

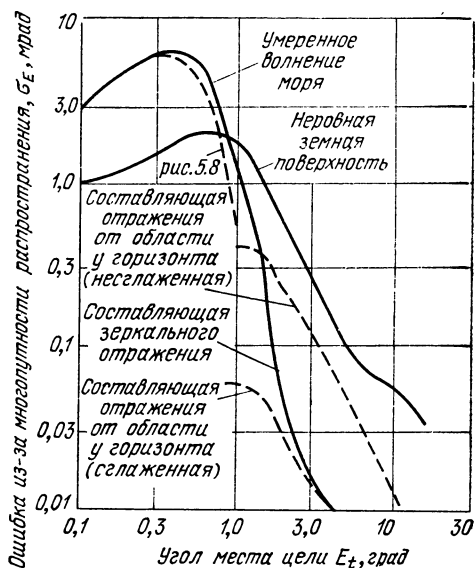


Рис. 5.11. Угломестная ошибка, обусловленная многопутностью распространения ($\theta_3 = 20$ мрад, $\sigma_a = 0,15$ рад).

вале времени, превышающем обычные значения времени реакции РЛС сопровождения ($n_e = 1$).

При полете над морской поверхностью преобладает более сложная ситуация. По мере того, как угол места цели E_t возрастает до $0,8^\circ$, положение зеркального отображения цели перемещается на аналогичный угол ниже линии горизонта (рис. 5.12). При превышении этого угла места поверхность моря следует считать неровной, и источник интенсивного рассеивания для целей с любыми углами места будет

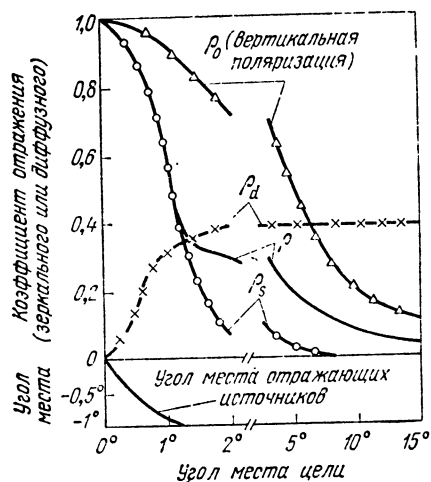


Рис. 5.12. Отражение от неспокойной морской поверхности (состояние моря 3 балла).

находиться под углом $E \approx -1^\circ$. Одновременно с этим значение ρ_0 начинает уменьшаться, достигая при угле переотражения 7° минимальной величины, равной 0,12. Однако угол переотражения, определяемый участвующими в формировании отражения граней, равен только половине угла места. Так, например, для $E_t = 14^\circ$ рассеивать энергию по направлению к РЛС будут грани поверхности моря, наклоненные относительно горизонтальной плоскости на угол в 7° . Таким образом, коэффициент отражения, как показано на рис. 5.12, будет изменяться в зависимости от угла места цели. Значения этих двух отдельных составляющих ошибки из-за многопутного распространения приведены на рис. 5.11. При очень малых углах изоб-

браженная на этом чертеже кривая соответствует приведенной на рис. 5.8 для случая гладкой поверхности, а при углах места выше чем $E_t = 1^\circ$ она соответствует кривой для случая неровной поверхности (но при меньшем значении коэффициента отражения ρ).

Время корреляции для ошибок при малых углах места велико и зависит от скорости изменения угла места цели. Когда цель достигает области углов места, при которых поверхность является неровной, из уравнения (5.32) следует, что

$$t_c = \frac{1,6\lambda}{v_w} = \frac{1,6 \cdot 0,055}{10} = 0,009 \text{ с.}$$

Если ширина полосы пропускания следящей системы $\beta_n = 1$ Гц, то $t_0 = 0,5$ с и $n_e = t_0/t_c = 50$. Это уменьшает значения ошибок, приведенных на рис. 5.11 для «сглаженного» случая, в семь раз.

Азимутальная ошибка из-за многопутности распространения рассчитывается по формуле (5.29) при углах места цели ниже 4° и по формуле (5.31) при больших углах места. Так как диаграмма направленности в азимутальной плоскости имеет небольшую ширину, эти ошибки не превышают $0,1$ мрад.

Ошибка определения дальности, обусловленная многопутным распространением

Переотраженный от поверхности земли луч (см. рис. 5.4), принятый по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны, попадает в приемник с временным запаздыванием, эквивалентным по дальности

$$\Delta R = h_0 \sin E_t. \quad (5.33)$$

Так как фаза этого сигнала изменяется относительно фазы сигнала, достигшего РЛС по прямому пути, эти два сигнала в области их взаимного перекрытия могут складываться или вычитаться. Положение энергетического центра этого суммарного сигнала колеблется относительно значения дальности составляющей сигнала, принятой по прямому пути, причем максимальный размах этой девиации равен ошибке дальности ΔR , умноженной на отношение амплитуд переотраженной и прямой составляющих. Согласно рис. 5.5 это отношение амплитуд

равно $\rho/\sqrt{\bar{G}_{sr}}$, где ρ — коэффициент отражения, а $\bar{G}_{sr} = G_1/G_2$ обозначает отношение значений коэффициентов усиления по мощности в максимуме суммарной диаграммы и в направлении прихода переотраженного луча. Среднеквадратичная результирующая ошибка по дальности равна

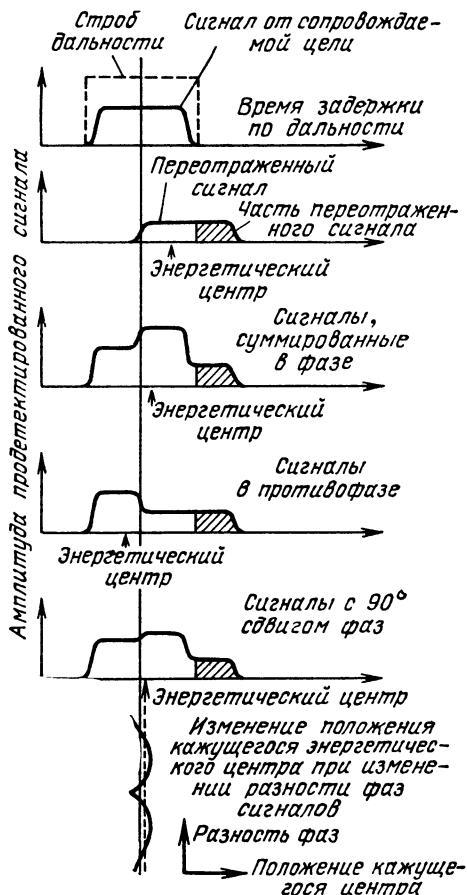


Рис. 5.13. Формы сигналов в системе измерения дальности при многопутном распространении.

$$\sigma_{rm} = \frac{\rho h_0 \sin E_t}{\sqrt{2\bar{G}_{sr}}}. \quad (5.34)$$

Эту осциллирующую ошибку может сопровождать систематическая ошибка, величина которой приближается к $\Delta R/\sqrt{\bar{G}_{sr}}$, если переотраженный от поверхности сигнал находится полностью в пределах строба дальности ($\tau_g \geq \tau + 4\Delta R/c$). Если строб хотя бы незначи-

тельно шире эхо-сигнала, ошибка из-за многопутного распространения будет симметрична относительно нуля или истинного энергетического центра, как показано на рис. 5.13.

Так как строб отсекает те части переотраженного от поверхности сигнала, которые принимаются позже момента $(\tau_g - \tau)/2$, по окончании сигнала, пришедшего от цели по прямому пути, максимальное изменение запаздывания не превышает величины

$$(\Delta t)_{\max} = (\tau_g - \tau) \frac{\rho}{2 \sqrt{\bar{G}_{sr}}} . \quad (5.35)$$

Максимальная периодическая составляющая имеет место, когда запаздывание переотраженного поверхностью сигнала равно точно половине длительности импульса

$$(\sigma_t)_{\max} = \rho \tau / \sqrt{8 \bar{G}_{sr}} . \quad (5.36)$$

Конечно, в том случае, когда ошибка по дальности или запаздывание ΔR превышает длительность строба, ошибка будет отсутствовать полностью [более точно, когда запаздывание превышает величину $(\tau_g + \tau)/2$]. В таких случаях передний фронт переотраженного поверхностью сигнала появится после окончания строба и этот сигнал не будет воздействовать на работу системы измерения дальности. Это обстоятельство, а также относительно малые длительности импульсов, обычно используемых в точных РЛС сопровождения, и снижение уровня боковых лепестков на 20 дБ и более, как правило, приводит к тому, что ошибка по дальности, обусловленная многопутностью распространения, не превышает одного метра. Так, например, при длительности импульса 1 мкс, коэффициенте отражения поверхности 0,3, коэффициенте боковых лепестков 20 дБ, максимальная периодическая ошибка будет составлять около 2 м, а максимальная систематическая ошибка — около 1 м. Эти ошибки будут возникать только в тех случаях, когда РЛС расположена достаточно высоко над отражающей поверхностью, так что переотражения при малых углах места цели будут приниматься РЛС с задержкой $h_0 \sin E_t$, достигающей 100 м.

Ошибка определения доплеровского сдвига частоты, обусловленная многопутностью распространения

Ошибка измерения доплеровского сдвига частоты, вызванная многопутным распространением, появляется в виде второй составляющей сигнала, амплитуду которой относительно амплитуды прямой (т. е. принимаемой по прямому пути) составляющей можно определить по следующей формуле (см. рис. 5.5):

$$\frac{E_2}{E_r} = \rho \sqrt{\frac{G_2}{G_1}} = \frac{\rho}{\sqrt{\bar{G}_{sr}}} .$$

Степень ослабления в области боковых лепестков суммарной диаграммы направленности характеризуется величиной \bar{G}_{sr} , усредненной в пределах угла приема переотраженных от поверхности лучей. Реак-

цию дискриминатора схемы определения доплеровского сдвига частоты на суммарный сигнал лучше всего можно оценить с помощью изображенной на рис. 5.6, *a* векторной диаграммы, на которой переотраженная составляющая сигнала представлена в виде небольшого вектора, вращающегося относительно конца вектора сигнала, пришедшего прямым путем. Эта составляющая сигнала в свою очередь вращается относительно начала координат со скоростью, соответствующей доплеровскому сдвигу частоты относительно частоты излученного сигнала. Наличие переотраженной составляющей приводит к тому, что суммарный сигнал будет периодически опережать и отставать по фазе от сигнала, пришедшего по прямому пути, на величину

$$\Delta\varphi = \frac{E_2}{E_r} \sin \varphi = \frac{\rho}{\sqrt{G_{sr}}} \sin \left[\frac{4\pi h_0}{\lambda} \sin E_t + \gamma_r \right]. \quad (5.37)$$

При изменении угла места цели будет изменяться и этот фазовый сдвиг, и для малых углов места ошибку по доплеровской частоте для суммарного сигнала можно представить в виде производной выражения (5.37), умноженной на $1/2\pi$:

$$\dot{f} = \frac{2h_0 \dot{E}_t \rho}{\lambda \sqrt{G_{sr}}} \cos \varphi, \quad (\text{Гц}). \quad (5.38)$$

Среднеквадратичное значение ошибки по доплеровской частоте из-за многопутного распространения можно найти по формуле

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{2} h_0 \dot{E}_t \rho}{\lambda \sqrt{G_{sr}}} = \frac{\sqrt{2} h_0 \rho v_t \sin \alpha_t}{\lambda R \sqrt{G_{sr}}}. \quad (5.39)$$

Величина α_t определяет угол в вертикальной плоскости между направлением луча РЛС и вектором скорости цели.

Рассмотрим в качестве примера случай радиолокации цели, находящейся под малым углом места на дальности 50 км и имеющей вертикальную составляющую скорости 1600 м/с. Скорость изменения угла места составит при этом 0,032 рад/с. Если антенна поднята над поверхностью на 16 м, рабочая волна равна 10 см, коэффициент отражения земной поверхности $\rho = 0,3$ и коэффициент боковых лепестков равен 25 дБ, среднеквадратичная ошибка по доплеровской частоте составит

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{2} \cdot 16 \cdot 0,032 \cdot 0,3}{0,1 \cdot 17,8} = 0,12 \text{ Гц}.$$

Эта ошибка соответствует скорости 0,6 см/с и ее величина указывает на то, что ошибка из-за многопутного распространения не велика для РЛС с узкой диаграммой направленности и малым уровнем боковых лепестков. При увеличении высоты расположения антенны частотно-модулированные боковые полосы, обусловленные переотраженной составляющей сигнала, могут вообще оказаться вне полосы пропускания дискриминатора. Эти боковые полосы смещены относительно частоты прямого сигнала на величину $f = 2h_0 E/\lambda$ [см. выражение (5.22)]. В рассмотренном выше примере $f = 10$ Гц и боковые полосы лежат

в пределах полосы пропускания обычного фильтра системы сопровождения. При возрастании смещения сверх этого значения, или использования фильтров с очень узкой полосой пропускания, ошибка может оказаться еще меньше.

5.5. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ

Ошибки измерения, обусловленные воздействием электромагнитных помех, количественно определить трудно, так как эти помехи могут быть весьма различных видов. Основой для вычисления ошибки, вызванной помехой от некоторого определенного источника электромагнитного излучения, могут служить формулы (5.2) и (5.3), однако определение в каждом конкретном случае соответствующего отношения S/I встречает значительные трудности. Подробное изложение методов определения этого отношения в книге не делается. Однако основные способы решения данной задачи излагаются ниже.

Определение ошибок, появляющихся из-за воздействия посторонних отражающих объектов, осуществлялось, по аналогии с оценкой воздействия теплового шума, путем введения, когда это необходимо, в формулы для вычисления ошибок дополнительных членов с целью учета отклонения распределения мешающих сигналов от равномерного распределения по радиолокационным координатам. Аналогичный метод можно использовать и при оценке воздействия электромагнитных помех. В большинстве случаев эти помехи создаются одним или несколькими дискретными источниками, расположенными в определенных точках пространства, так что их величина на входе приемного устройства является функцией коэффициентов боковых лепестков диаграмм направленности суммарного и разностного каналов G_{Σ} и G_{Δ} . Помеха может иметь любое распределение по кажущимся дальности и доплеровской частоте, представляя собой в одном предельном случае чисто шумовой сигнал, а в другом — последовательность когерентных повторяющихся импульсов. Эти два предельных случая можно проанализировать, используя формулы для учета воздействия теплового шума, подставив в них соответствующее отношение S/N или формулы для двухточечной цели с соответствующими значениями S/I и n_e (табл. 5.4).

Таблица 5.4

ЭФФЕКТИВНОЕ КОЛИЧЕСТВО СИГНАЛЬНЫХ И ШУМОВЫХ
ВЫБОРОК ДЛЯ ЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ

а) Случайные импульсы, принимаемые системой m раз из n сигнальных выборок, выходной фильтр согласован относительно n :

$$n_e = \frac{n^2}{m}. \quad (5.40)$$

б) Одиночный импульс, выходной фильтр согласован относительно n сигнальных импульсов:

$$n_e = n^2. \quad (5.41)$$

в) Когерентная помеха, смещенная относительно сигнала на частоту $\Delta f < \beta_n$:

$$n_e \approx 1. \quad (5.42)$$

В связи с тем, что сигналы помех могут быть чрезвычайно большими (особенно при случайной импульсной помехе) следует тщательно учитывать влияние нелинейности характеристики приемного устройства. В большинстве случаев анализ проводился ранее в предположении, что работа измерительной системы осуществляется в линейной области, так что любая шумовая ошибка является аддитивной. Это теоретическое положение можно часто использовать и при анализе воздействия помех, но при этом всегда необходимо иметь в виду возможность подавления сигнала сильной помехой. В правильно сконструированном приемнике это должно приводить к пропаданию некоторых из импульсов сигнала и появлению вместо них шумовых импульсов с ограниченной амплитудой. Можно считать, что такие импульсы на выходе детектора сигнала ошибки имеют равномерный спектр в пределах от 0 до $f_r/2$, в связи с чем они могут эффективно сглаживаться фильтром на выходе системы. Этот фильтр, особенно при использовании цифровых устройств, можно сконструировать таким образом, что он будет полностью подавлять любые входные сигналы, которые слишком далеко выходят за пределы нормального распределения сигналов и шумов при сопровождении.

В тех случаях, когда источник помехи оказывается совмещенным с заданной целью, возможность возникновения угловых ошибок сильно уменьшается. Большинство умышленных помех, создаваемых целями, предназначено для нарушения работы системы сопровождения по дальности, так как помехи, влияющие на сопровождение по угловым координатам, создать трудно. Однако как только под воздействием помехи строб дальности окажется смещенным относительно отраженного от цели сигнала, каждое выключение передатчика помех будет приводить к потере РЛС информации об обеих угловых координатах цели, которая восстанавливается лишь после повторного обнаружения и захвата цели. Однако в период излучения умышленной помехи точность радиолокационного сопровождения цели по угловым координатам может существенно повыситься, по крайней мере, при использовании моноимпульсных систем, для которых передатчик помех является мощным точечным источником излучения.

5.6. КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

Основные формулы для определения ошибок измерений по обобщенной координате z приведены в табл. 5.5. В общем случае сначала необходимо вычислить отношение S/I для суммарного канала с тем, чтобы убедиться, что это отношение значительно больше единицы. Если это отношение близко к единице или меньше нее, рабочая точка смещается в нелинейную область характеристики, появляется эффект подавления полезного сигнала, и обнаружение цели становится ненадежным. Далее определяется отношение сигнала суммарного канала к помехе разностного канала (S/I_Δ) путем умножения значения S/I на отношение $(\Sigma/\Delta)^2$ для функции отклика по координате z . Как указывалось, последнее отношение приближенно можно считать равным

**ОСНОВНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОШИБОК, ОБУСЛОВЛЕННЫХ
ВОЗДЕЙСТВИЕМ МЕШАЮЩИХ СИГНАЛОВ**

Выраженные через отношения сигнал/помеха:

$$\sigma_z = \frac{(\Delta/\Sigma)_i \sqrt{\eta}}{K_z \sqrt{2(S/I)n_e}} = \quad (5.2)$$

$$= \frac{\sqrt{\eta}}{K_z \sqrt{2(S/I_\Delta)n_e}}. \quad (5.3)$$

При малом разnose между помехой и сигналом $z_i \ll z_3$

$$\sigma_z \approx \frac{z_i}{\sqrt{2(S/I)n_e}}. \quad (5.4)$$

Большой разнос между сигналом и помехой, диаграмма направленности разностного канала является производной диаграммы направленности суммарного канала:

$$\sigma_z \approx \frac{\sqrt{2\eta}}{K_z \sqrt{(S/I)n_e}}. \quad (5.5)$$

Помеха от дискретного отражающего объекта:

$$\frac{S}{I_\Delta} = \frac{\sigma}{\sigma_i} \times \underbrace{G_{st} G_{sr}}_{\substack{\text{Цель} \quad \text{Антенна} \quad \text{Приемник}}} \times \left[\frac{amx}{a_i} \right]^2 \times \left[\frac{\Sigma}{\Delta} \right]_i^2 \quad (5.6)$$

Отношение S/I для суммарного канала Разностный канал по координате z

Ошибка при неразрешаемых сигналах целей:

$$\sigma_z \approx \frac{z_i}{\sqrt{2(\sigma/\sigma_i)n_e}}. \quad (5.8)$$

Помеха от пространственно-распределенных источников:

Следует проинтегрировать мощность помехи по всему необходимому объему функции отклика согласно выражениям (5.9) и (5.10). Если помеха охватывает главный и основные боковые лепестки, $(S/I_\Delta) \approx (S/I)$.

единице, если источник помех с большой протяженностью охватывает главный и основные боковые лепестки (как при тепловых шумах).

Формулы для нескольких частных случаев приведены в табл. 5.6. Там же указаны изменения, которые необходимо внести в эти формулы при определении ошибок для РЛС с разрешением по доплеровской частоте, а также для РЛС с конической разверткой и систем обнаружения. Приведенный ранее в этом справочнике материал может помочь в использовании основных теоретических положений также для других случаев.

ФОРМУЛЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОШИБОК ИЗМЕРЕНИЙ
В НЕКОТОРЫХ ЧАСТНЫХ СЛУЧАЯХ

Рассеивающая поверхность большой протяженности:
Ошибка по азимуту:

$$\sigma_A = \frac{\sqrt{\eta_a}}{K \sqrt{2} (S/I) n_e} = \frac{\theta_a}{k_m \sqrt{2} (S/I) n_e}. \quad (5.12)$$

Ошибка по углу места: $\sigma_E = \frac{\sqrt{\eta_a}}{K \sqrt{2} (S/I) n_e} = \frac{\theta_e}{k_m \sqrt{2} (S/I) n_e}.$

Ошибка по дальности: $\sigma_t = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K \sqrt{2} (S/I) n_e}. \quad (5.13)$

Измерение угла места цели, находящейся над рассеивающей поверхностью.

$$\sigma_E \approx \frac{E_t}{\sqrt{2} (S/I) n_e} \quad (E_t < \theta_e/2) \quad (5.14)$$

$$\sigma_E = \frac{\theta_e}{k_m \sqrt{2} (S/I) (\bar{G}_{se}/\bar{G}_{sr}) n_e} \approx \quad (E_t \gg \theta_e/2) \quad (5.15)$$

$$\approx \frac{\theta_e}{\sqrt{(S/I) n_e}} \quad (\text{наиболее часто используемые облучения раскрыва}). \quad (5.16)$$

{Разрешение по доплеровской частоте допускает увеличение отношения S/I в число раз, часто значительно превышающее n_e).

Ошибка по углу места из-за многопутного распространения:

$$\sigma_E = \frac{\theta_e \rho}{k_m \sqrt{2 \bar{G}_{se} n_e}} \quad (5.21)$$

(для случая зеркального отражения определяется \bar{G}_{se} для угла $E = -E_t$ или угла $2E_t$, отсчитываемого вниз от направления на цель. Для диффузного отражения интеграл берется в пределах, определяемых поверхностью с зеркальным отражением, как в (5.25) и (5.26). В большинстве случаев многопутного распространения $n_e \approx 1$ и разрешение по доплеровской частоте невозможно).

Ошибка по азимуту из-за многопутного распространения (диффузное отражение):

$$\sigma_A = \frac{\theta_{da} \rho}{2 \sqrt{2 \bar{G}_{sr} n_e}} = \frac{E_t \sigma_a \rho}{\sqrt{2 \bar{G}_{sr} n_e}} \quad (E_t < 2\sigma_a, \quad \theta_{da} < \theta_a). \quad (5.27)$$

$$\sigma_A = \frac{\sqrt{2} E_t \sigma_a \rho}{\sqrt{\bar{G}_{sr} n_e}} \quad (E_t > 2\sigma_a, \quad \theta_{da} < \theta_a). \quad (5.30)$$

$$\sigma_A = \frac{\theta_a \rho}{k_m \sqrt{2 \bar{G}_{sr} n_e}} \quad (\theta_{da} > \theta_a). \quad (5.31)$$

Ошибка по дальности и доплеровскому сдвигу частоты из-за многопутного распространения:

$$\sigma_{rm} = \frac{\rho h_0 \sin E_t}{\sqrt{2 \bar{G}_{sr}}}, \quad (5.34)$$

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{2} h_0 \dot{E}_t \rho}{\lambda \sqrt{\bar{G}_{sr}}}. \quad (5.39)$$

(Для РЛС с конической разверткой луча k_m надо заменить на $k_s/\sqrt{L_k} \approx 1,2$, а n_e ограничить $n_e \leq n/2$. Для РЛС обнаружения k_m надо заменить на $k_p/\sqrt{L_p} = 1,45$).

ОШИБКИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЦЕЛИ

Характеристики радиолокационной цели сами по себе могут явиться источником разного рода ошибок измерения. При угловых измерениях на малых дистанциях, а также измерениях дальности и доплеровского сдвига частоты на любых дистанциях существенной причиной ошибок является блуждание центра отражения относительно геометрического центра цели. Это начинает проявляться в тех случаях, когда физические размеры цели превышают одну сотую величины элемента разрешения по какой-либо координате. Так, например, в РЛС с шириной диаграммы в один градус флюктуации угловых координат цели шириной в 10 м начнут сказываться с дальности меньшей, чем 50 км.

Кажущийся радиолокационный центр будет также блуждать и у большинства целей, размер которых составляет несколько длин волн. Такая цель может быть представлена состоящей из группы отдельных рассеивателей. При вращении цели относительно линии визирования изменяется фаза отраженного сигнала, что вызывает изменение кажущегося положения цели, доплеровского сдвига и эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели. Если цель меньше элемента радиолокационного разрешения, она будет казаться точкой, положение которой будет зависеть от частоты РЛС, угла ее наблюдения и разного рода внутренних движений, присущих самой цели (как например, вибраций самолета или вращения винтов).

В трех разделах этой главы рассматриваются общие характеристики флюктуаций координат и амплитуды. Флюктуации координат, обусловленные изменениями характера фронта волны на входе приемной антенны РЛС и перемещением кажущегося центра цели, рассматриваются в первом разделе. Второй раздел посвящен флюктуациям амплитуды (изменениям амплитуды эхо-сигнала или ЭПР цели), выраженным языком амплитудного распределения, временных корреляционных функций и частотных спектров. Корреляционные функции и спектры будут использованы и при описании свойств флюктуаций координат применительно к их сглаживанию и дифференцированию. В третьем разделе будет описано воздействие флюктуаций амплитуды на разные измерительные системы, в которых используются последовательные выборки сигнала, пропорциональные ЭПР. В этой книге не делаются попытки каталогизировать свойств отдельных целей. Для получения таких сведений следует обратиться к книгам Скольника [8] и Бартона [11], а также к спискам литературы, приведенным в этих книгах.

6.1. ФЛЮКТУАЦИИ КООРДИНАТ ЦЕЛИ

Даже идеальная РЛС не обладает другими возможностями, помимо непосредственного измерения параметров отраженного сигнала на входе приемной антенны. Это и является «предельно доступной» информацией, причем любое несовершенство измерительной техники

может лишь увеличить ошибку измерений. Поэтому мы рассмотрим прежде всего свойства самого отраженного сигнала.

Если цель меньше элемента радиолокационного разрешения, угол прихода эхо-сигнала может быть выражен через скорость изменения фазы несущей вдоль раскрыва антенны с дальностью. Аналогичным образом доплеровский сдвиг выражается через скорость изменения фазы сигнала (при постоянном значении несущей частоты) в зависимости от времени, а дальность (или временная задержка) через скорость изменения фазы при изменении несущей частоты. Применимость этих определений выявится в процессе дальнейшего изложения, в котором будут рассмотрены двухточечная и многоточечная цели. Такие модели являются, как известно, искусственными, однако они дают результаты, точность которых определяется нашими априорными сведениями о структуре цели.

Двухточечная цель

Двухточечная цель является простейшим примером цели, при локации которой наблюдаются флуктуации координат в зависимости от ее углового положения относительно линии визирования (угла

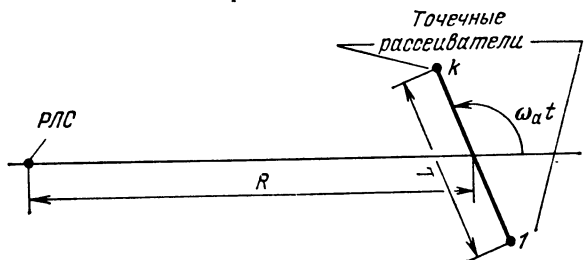


Рис. 6.1. Двухточечная цель.

наблюдения цели). Флуктуации угловых координат двухточечной цели рассматривались Мидом [28] и Ховардом [29]. Полученные ими результаты будут здесь обобщены и использованы для описания изменений кажущихся дальности и доплеровского сдвига частоты.

Двухточечная цель может быть представлена в виде двух точечных рассеивателей, укрепленных на концах неотражающего стержня. Пусть цель вращается вокруг своего центра, как показано на рис. 6.1. Когда вращение происходит в плоскости, проходящей через РЛС, амплитуда эхо-сигнала в приемной антенне будет меняться, и мгновенное значение напряжения будет иметь вид

$$E_s(t) = \cos \left(\frac{2\pi c t}{\lambda} + \varphi \right) + k \cos \left(\frac{2\pi c t}{\lambda} - \varphi \right),$$

где $\varphi = (2\pi L/\lambda) \cos \omega_a t$, L — расстояние между двумя рассеивающими точками; λ — длина волны РЛС; c — скорость света; ω_a — частота

вращения цели в рад/с; k — отношение амплитуды эхо-сигнала от второй рассеивающей точки к амплитуде сигнала от первой.

В дальнейшем принимается, что расстояние R между РЛС и целью много больше расстояния L и что L больше, чем λ , так что отношение амплитуд k остается постоянным, когда относительная фаза изменяется при изменении угла наблюдения цели $\omega_a t$.

Изменение ЭПР цели при изменении угла φ может быть определено выражением

$$\frac{\sigma}{\sigma_{\max}} = \frac{1+k^2}{(1+k)^2} \left[1 + \left(\frac{2k}{1+k^2} \right) \cos 2\varphi \right]. \quad (6.1)$$

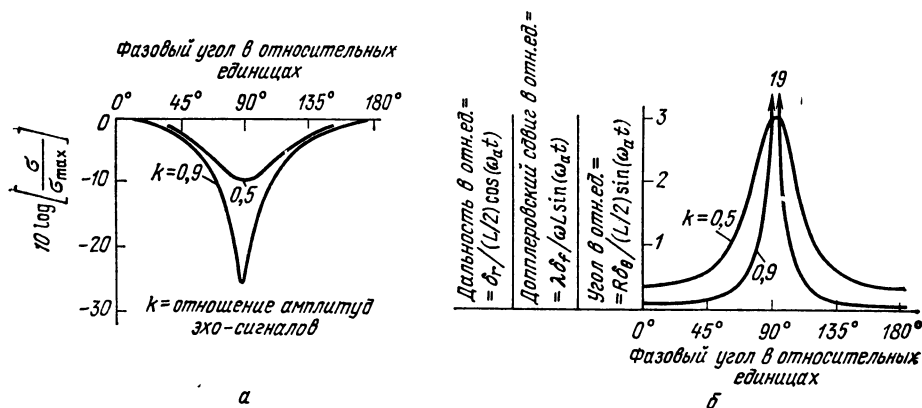


Рис. 6.2. Амплитуда эхо-сигнала и кажущееся положение двухточечной цели.

Эта зависимость представлена графически на рис. 6.2, а. Выражение для флуктуаций координат цели упрощается, если рассматривать нормированную ЭПР или мощность сигнала S' , равную

$$S'(\varphi) = \frac{1+k^2}{1-k^2} \left[1 + \left(\frac{2k}{1+k^2} \right) \cos 2\varphi \right]. \quad (6.2)$$

Ошибки по дальности и доплеровскому сдвигу, вызванные флуктуациями координат, обратно пропорциональны этой величине, т. е. пропорциональны $1/S'$. Соответствующие кривые изображены на рис. 6.2, б. Как ЭПР, так и ошибки могут быть выражены в функции времени, если произвести подстановку $\varphi = (2\pi L/\lambda) \cos \omega_a t$.

Кажущийся угол прихода отраженного сигнала к антенне РЛС изменяется с изменением угла наблюдения цели и может быть определен как наклон фазового фронта к раскрыву антенны в плоскости вращения. Так как диаграмма рассеяния цели в дальней зоне, характеризуемая амплитудой и фазой, вращается в пространстве со скоростью, в два раза превышающей скорость вращения цели, существует прямая пропорциональность между наклоном фазового фронта к раскрыву и скоростью изменения фазы во времени в центре раскрыва. Согласно

результатам, полученным Мидом [28] и Ховардом [29], угловая ошибка, отнесенная к центру цели, определяется выражением

$$\delta_{\theta} = (L \sin \omega_a t) / 2RS', \text{ (рад.)} \quad (6.3)$$

Шкала относительных углов на рис. 6.2, б показывает зависимость δ_{θ} от φ при $k = 0,5$ и $0,9$. Отметим, что величина $(L/R) \sin \omega_a t$ является углом, под которым цель видна из точки стояния РЛС и что этот угол меняется пропорционально $1/2S'$.

Ошибка δ_f по кажущемуся доплеровскому сдвигу пропорциональна скорости изменения во времени фазы в точке приема, причем эта же функция используется в производной от δ_{θ} . Изменив нормировку, получаем в результате

$$\delta_f = (\omega_a L \sin \omega_a t) / \lambda S', \text{ (Гц).} \quad (6.4)$$

Шкала относительного доплеровского сдвига рис. 6.2, б позволяет использовать те же кривые для оценки этой ошибки, что подчеркивает функциональное подобие между δ_f и δ_{θ} . Эта взаимосвязь позволяет произвести оценку величины ω_a по измеренным значениям δ_f и δ_{θ} без необходимости наблюдения поворота цели на 360° . Ошибка по кажущейся радиальной скорости может быть определена из уравнения

$$\delta_v = \frac{\lambda \delta_f}{2} = \frac{\omega_a L \sin \omega_a t}{2S'}. \quad (6.5)$$

Наконец, в случае, когда L меньше разрешающей способности РЛС по дальности, можно убедиться, что изменения кажущейся дальности имеют тот же функциональный характер. Принимая, что изменение фазы сигнала с несущей частотой эквивалентно временному сдвигу, мы получаем, что

$$\delta_r = (L \cos \omega_a t) / 2S'. \quad (6.6)$$

Максимальное значение флюктуаций дальности получается в том случае, когда оба рассеивателя расположены на линии визирования, для других же углов наблюдения цели величина $L \cos \omega_a t$ выражает радиальное разделение двух рассеивателей. Шкала относительной дальности на рис. 6.2, б дает возможность использовать для такого типа цели эти же кривые при определении зависимости ошибки по дальности, обусловленной флюктуациями координат, от φ .

Кажущиеся положение цели и доплеровский сдвиг двухточечной цели будут флюктуировать при изменении фаз сигналов от рассеивающих точек. В тех случаях, когда амплитуда имеет наименьшее значение, максимальная ошибка достигает наибольшего значения, причем кажущееся положение цели легко может оказаться за пределами ее физических границ.

Наихудший случай соответствует рассеивающим точкам равной величины ($k = 1$), когда при $\varphi = 90^\circ$ амплитуда может упасть до нуля, а ошибка получится бесконечно большой. Для всех других значений φ кажущееся положение цели при $k = 1$ оказывается лежащим между двумя рассеивающими точками.

Хотя двухточечная цель и является искусственной моделью, она хорошо иллюстрирует основные свойства сложной цели. Эта модель показывает, что отклонения от геометрического центра по дальности, углу и доплеровскому сдвигу имеют при размерах цели, не превышающих элемента радиолокационного разрешения, одинаковый функциональный характер. Это станет понятнее, когда мы рассмотрим свойства цели, состоящей из нескольких рассеивающих точек.

Многоточечная цель

Такие радиолокационные цели, как суда и самолеты, имеют на частотах, используемых для точных радиолокационных измерений, протяженность, значительно превышающую длину волны, в результате

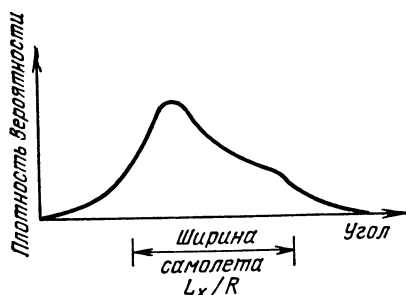


Рис. 6.3. Распределение шумовой составляющей по углу при наблюдении самолета типа SNB спереди [30].

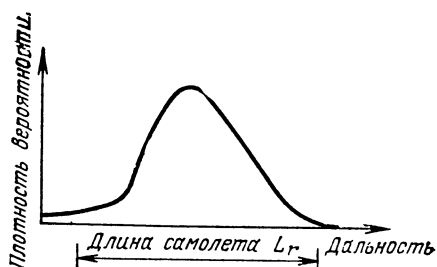


Рис. 6.4. Распределение шумовой составляющей данных по дальности при наблюдении самолета типа SNB спереди [31].

чего эхо-сигнал похож на отражение от группы изолированных рассеивающих точек. Обычно можно считать, что эта группа является жесткой структурой, вращающейся относительно линии визирования РЛС. Вследствие этого кажущееся положение цели отклоняется от ее геометрического центра. Как измерения, так и теоретические расчеты показали, что кажущееся положение цели может оказаться вне пределов ее физических размеров от десяти до двадцати процентов всего времени измерений. В этом разделе обобщаются результаты и проводится аналогия между сложной целью и шумами с ограниченной полосой.

Измерения кажущихся угловых координат самолета типа SNB были опубликованы Хастингсом и др. [30]. Эти данные, приведенные на рис. 6.3, относятся к случаю, когда кажущийся центр отражения выходит за пределы физических размеров цели. Флюктуации кажущейся дальности для этой же цели и под тем же углом зрения были рассмотрены Ховардом и Льюисом [31]. Их результаты приведены на рис. 6.4. Интересно отметить, что кажущаяся дальность выходит за пределы физических размеров цели значительно реже, чем кажущийся угол. Это можно объяснить тем, что передние поверхности самолета затеняют хвостовые, в результате чего кажущаяся длина цели сокращается. В приведенных данных отсутствуют сведения об ис-

тинном положении геометрического центра самолета, однако можно полагать, что измеренная дальность меньше истинной.

Современные данные о доплеровских спектрах самолетов и вращающихся ИСЗ также свидетельствуют о наличии такой систематической ошибки, обусловленной затенением. Рассеивающие поверхности, обращенные к РЛС, играют доминирующую роль в формировании спектра. Если радиальная скорость этих поверхностей отличается от скорости центра тяжести, может появиться доплеровский сдвиг, в результате которого интегрированные доплеровские данные линейно сместятся относительно действительной (и измеренной) дальности. Это явление особенно заметно, когда такие элементы целей, как например винты самолетов, значительно увеличивают общую эффективную поверхность рассеяния.

Аналогия с шумом

Приведенные выше результаты могут быть получены путем сопоставления по аналогии группы рассеивающих точек цели, распределенных по части радиолокационного элемента разрешения, с шумом, имеющим ограниченную полосу и распределенным в некоторой области частотного спектра. В табл. 6.1 приведена аналогия между шумом с ограниченной полосой и кажущимися угловыми координатами, доплеровским сдвигом и дальностью. Для случая угловых координат прямоугольный шумовой спектр с шириной полосы B (Гц) аналогичен равномерному распределению рассеивателей шириной L_x/λ в направлении, перпендикулярном дальности. Форма напряжения шума (или

Таблица 6.1

АНАЛОГИЯ МЕЖДУ ЦЕЛЬЮ И ШУМОМ

Узкополосный шум	Измерение углов и доплеровского сдвига	Измерение дальности
Спектр шума (функция частоты f)	Распределение рассеивателей по координате, перпендикулярной к дальности	Распределение рассеивателей по координате дальности
Форма шумового напряжения (функция времени t)	Диаграмма рассеяния цели (функция угла наблюдения цели α)	Когерентная характеристика цели (функция несущей частоты f_0)
Фаза шумового напряжения $\varphi(t)$	Фаза отраженного сигнала $\varphi(\alpha)$	Фаза отраженного сигнала $\varphi(f_0)$
Скорость изменения фазы, $d\varphi/dt$ (статистика дана Райсом [32])	Кажущийся угол прихода $\delta_\theta = (\lambda/2\pi R) d\varphi/d\alpha$, рад и кажущийся доплеровский сдвиг $\delta_f = (\omega_a/\pi) d\varphi/d\alpha$, Гц	Кажущаяся дальность $\delta_r = (c/4\pi) d\varphi/df_0$, м

преобразование Фурье спектра) аналогична эхо-сигналу от цели, амплитуда и фаза которого определяются разными углами наблюдения α . Кажущееся угловое положение цели, наблюдаемое РЛС, находится из скорости изменения фазы по координате α . Кривые нормированных плотности вероятности и функции распределения скорости изменения фазового угла, опубликованные Райсом [32], приведены на рис. 6.5. Они отображают распределение кажущегося угла прихода эхо-сигнала.

Подобная же аналогия может быть использована для определения изменений кажущегося допллеровского сдвига. Так же, как в случае двухточечной цели, изменение фазы по раскрыву пропорционально

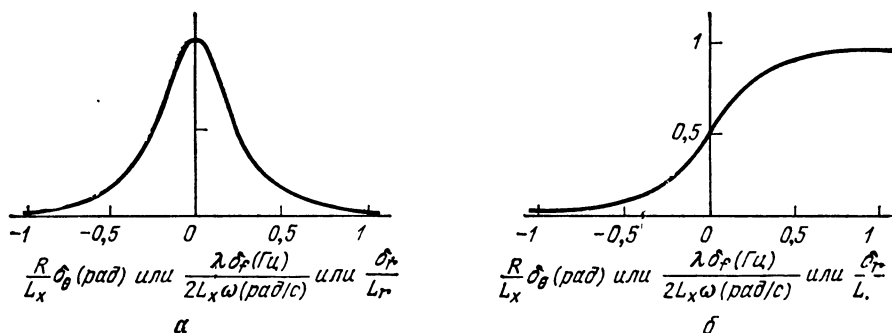


Рис. 6.5. Плотность вероятности (а) и функция распределения (б) кажущегося угла δ_θ или кажущегося допллеровского сдвига δ_f , или кажущейся дальности δ_r для цели, состоящей из большого числа случайных рассеивателей, распределенных по длине L_r по координате дальности и по длине L_x в поперечном направлении.

изменению фазы во времени в центре раскрыва, так что $\delta_f = \delta_\theta (2R\omega_a/\lambda)$. Это относится к случаю, когда рассеивающие поверхности жестко связаны между собой и совместно вращаются со скоростью ω_a рад/с. На рис. 6.5 приведены дополнительные шкалы, чтобы показать, как эти кривые могут быть использованы для оценки кажущегося допллеровского сдвига.

Изменения кажущейся дальности могут быть представлены таким же образом. На рис. 6.5 приведены шкалы и для этого случая. Шумовой спектр при этом аналогичен распределению рассеивателей по дальности. Преобразование Фурье характеристик рассеивателей является частотной характеристикой цели, и кажущаяся дальность (временной сдвиг) находится из скорости изменения фазы с частотой (табл. 6.1). Затенение в этой таблице не учтено, так что результаты в меньшей степени соответствуют действительным, чем в случае угловых координат и допллеровского сдвига. Поэтому можно было бы ввести коррекцию путем использования по координате дальности эквивалентного значения несколько меньшей величины, чем действительная протяженность цели L_r .

Эквивалентная среднеквадратичная ошибка

Хотя стандартное отклонение для плотности распределения, приведенной на рис. 6.5, *а*, бесконечно, выходной сигнал РЛС получается конечным вследствие ограниченных динамического диапазона и полосы пропускания цепей, в которых происходит обработка сигнала. Кривая на рис. 6.5, *а* очень хорошо соответствует гауссовой, так что стандартное отклонение для такого гауссова эквивалента является наглядным отображением характеристик кажущейся цели. Если выбрать такую гауссову кривую, чтобы получить ту же вероятность превышения физических размеров цели (пятнадцать процентов), то

$$\begin{aligned}\sigma_{\theta} &= 0,35L_x/R \text{ (рад)}, \\ \sigma_f &= 0,35(2L_x \omega_a/\lambda) \text{ (Гц)}, \\ \sigma_r &= 0,35L_r \text{ (единиц } L\text{)}.\end{aligned}\tag{6.7}$$

Эти результаты получены для цели, состоящей из равномерно распределенных по L_x и L_r рассеивателей. При других распределениях гауссова кривая также является хорошей моделью кажущейся цели, причем постоянный множитель меняется в пределах от 0,2 до 0,35, как в выражении (6.7). С другой стороны, можно описать действительное распределение рассеивателей цели с помощью эффективных протяженностей L_{nx} или L_{nr} , определенных таким же образом, как и полосы пропускания шумов фильтра, и для нахождения среднеквадратичной ошибки, обусловленной флуктуациями по каждой координате, использовать постоянный множитель 0,35.

6.2. ФЛЮКТУАЦИИ АМПЛИТУДЫ ЭХО-СИГНАЛА

Амплитудное распределение

Амплитуда эхо-сигнала от многоточечной цели так же, как кажущееся ее положение, является случайной величиной. Распределение амплитуды отличается от распределения положения, однако обе эти переменные величины статистически не независимы. Каждый рассеиватель вносит свою составляющую эхо-сигнала с переменной фазой, и когда расстояние между ними оказывается равным нескольким длинам волн, соотношение фаз становится случайным. Таким образом, когерентная сумма составляющих рассеянного эхо-сигнала приближает-

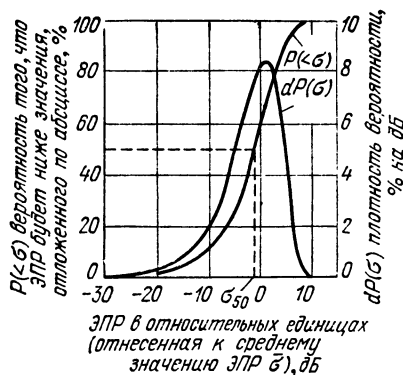


Рис. 6.6. Релеевское распределение амплитуды эхо-сигнала, выраженное в величинах эффективной поверхности рассеяния в децибелах.

ся к двумерной гауссовой переменной. В этом случае распределение вероятности напряжения сигнала является релеевским, а распределение мощности сигнала — экспоненциальным. Это соответствует «1-му случаю» и «2-му случаю» моделей Сверлинга [33]. На рис. 6.6 приведена зависимость плотности вероятности и функции распределения от ЭПР σ , выраженной в децибелах, а в качестве начального отсчета ЭПР выбрано среднее значение $\bar{\sigma}$. Из кривых видно, что флуктуации практически занимают диапазон на 10 дБ выше и на 20 дБ ниже среднего значения.

Корреляция во времени и по частоте

Выше было представлено распределение возможных значений положения цели, доплеровского сдвига и амплитуды эхо-сигнала для многоточечной цели. Существенное значение имеет также степень корреляции между ошибками или между амплитудами от одного наблюдения к другому, так как она определяет характеристики некоторых измерительных систем, а также эффективность сглаживания выходных данных. Декорреляция может быть вызвана вращением цели относительно линии визирования, изменением частоты РЛС или взаимным перемещением элементов в пределах многоточечной цели. Мы рассмотрим количественно первые два процесса и отметим характер наблюдаемых изменений в случае взаимных перемещений элементов в пределах цели.

При равномерном распределении рассеивателей в пределах цели временной интервал t_c и частотный интервал f_c корреляции определяются выражениями

$$t_c = \lambda / 2\omega_a L_x \text{ с}, \quad (6.8)$$

$$f_c = c / 2L_r \text{ Гц}, \quad (6.9)$$

где λ — длина волны РЛС, c — скорость света и ω_a — скорость вращения цели. В случае других распределений рассеивателей можно воспользоваться эквивалентными размерами цели L_{nx} и L_{nr} вместо использованных в этих уравнениях поперечного и радиального действительных значений.

Интервалы корреляции соответствуют разности времен или частот между измерениями, которые можно рассматривать, как некоррелированные. В тех случаях, когда измерения производятся непрерывно или в течение очень коротких интервалов, эффективное количество независимых выборок не превышает

$$n_e = 1 + (t_0 / t_c), \quad (6.10)$$

если учитываются обе крайние точки и весь период наблюдения равен t_0 . Точно так же при непрерывных наблюдениях или наблюдениях в интервалах, разделённых небольшими промежутками в пределах полосы частот Δf , получится только n_e независимых выборок ошибки, где

$$n_e = 1 + (\Delta f / f_c). \quad (6.11)$$

Уравнения (6.8) и (6.9), относящиеся к когерентному эхо-сигналу, могут быть также использованы для описания с небольшой ошибкой интервалов корреляции в измерениях, произведенных для этого сигнала (т. е. угла, доплеровского сдвига и дальности). Эти соотношения непосредственно следуют из аналогий, приведенных в табл. 6.1. Цель состоит из группы рассеивателей со случайной фазой, равномерно распределенных по площади длиной L_r и шириной L_x . Наблюдаемый эхо-сигнал представляет двумерное преобразование Фурье диаграммы рассеяния цели, причем координатами преобразования являются частота $f_0 = c/\lambda$ и угол наблюдения α . Импульсная характеристика эхо-сигнала имеет протяженность во времени $2L_r/c$, и соответствующий интервал Найквиста по частоте РЛС составляет $f_c = c/2L_r$. Интервал Найквиста в угле наблюдения цели α для цели шириной L_x равен $\lambda/2L_x$. Когда угол наблюдения цели меняется со скоростью ω_a , соответствующий временной интервал равен $t_c = \lambda/2\omega_a L_x$.

Рассмотрим в качестве примера самолет длиной $L_r = 10$ м и шириной $L_x = 10$ м, поворачивающийся относительно линии визирования РЛС со скоростью $\omega_a = 0,01$ рад/с. Если длина волны РЛС $\lambda = 0,03$ м, то время корреляции $t_c = 0,15$ с, а ее частота $f_c = 15$ МГц. РЛС будет наблюдать в секунду около шести независимых выборок ошибки, обусловленной флюктуацией координат по углам и доплеровскому сдвигу. Ошибка, обусловленная флюктуацией по дальности, будет меняться очень медленно, когда рассеиватели распределены радиально вдоль какой-либо прямой (подобно носовой или хвостовой частям фюзеляжа), и с той же скоростью, что и ошибки по угловым координатам, когда рассеиватели распределены в направлении, перпендикулярном дальности вдоль всей длины цели. Если требуется получить в течение короткого интервала времени большее количество выборок, в РЛС можно использовать разнос частот для получения независимых выборок в каждом 15 МГц интервале спектра. Так, например, при использовании приемника с пятипроцентной полосой частот в диапазоне 10 ГГц можно в течение короткого промежутка времени получить около 34-х независимых выборок ошибок, обусловленных флюктуацией координаты дальности. Угловые и доплеровские ошибки из-за флюктуаций координат будут меняться с частотой медленнее, если основным источником флюктуаций служит линейный ряд рассеивателей, как например, крыло, расположенное нормально к линии визирования. Если же рассеиватели распределены как по ширине, так и по глубине, использование разноса частот декоррелирует ошибки по углам и доплеровскому сдвигу из-за флюктуаций координат в такой же степени, как соответствующие ошибки по дальности.

Интервалы корреляции амплитуды огибающей эхо-сигнала после детектирования меньше, чем при когерентной обработке. Уменьшение интервалов (и расширение соответствующих спектров, как это следует из дальнейшего) обусловлено нелинейным процессом детектирования огибающей, вследствие чего спектральные составляющие видеосигнала формируются в области, превышающей максимальную протяженность спектра когерентного сигнала.

Временная и частотная характеристики флуктуаций координат цели и амплитуды эхо-сигнала также могут быть описаны языком спектральной плотности распределения, преобразования Фурье и корреляционных функций. В случае флуктуаций угловых координат и доплеровского сдвига частотный спектр непосредственно подобен распределению рассеивателей по координате, перпендикулярной к направлению дальности, обозначенной символом x на рис. 6.7. Преобразование координаты, перпендикулярной к направлению дальности, в частоту осуществляется с помощью соотношения $f = 2\omega_a x/\lambda$, если принять, что цель не меняет своей конфигурации при вращении со скоростью ω_a рад/с. При равномерном распределении рассеивателей ширина полосы прямоугольного спектра пропорциональна ширине цели. Как показано на рис. 6.7, при других распределениях ширина шумовой полосы частот спектра соответствует эквивалентной ширине цели L_{nx} , определение которой дано в тексте, непосредственно следующим за выражением (6.7).

Гауссов и марковский спектры отражают такие распределения рассеивателей, которые приводят соответственно к гауссовой и экспоненциальной временным корреляционным функциям. Хотя кривые этих распределений простираются в бесконечность, можно отсечь все значения ниже 10%-го уровня, не меняя сколько-нибудь значительно приводимых ниже выводов. В частности, марковский спектр оказался очень удобным для описания целей, которым присущи внутренние движения и вибрация. Такие изменяющиеся во времени составляющие могут вызвать модуляцию на частотах, значительно превосходящих те, которые определяются вращением цели, как единого целого, причем эта доля в общей мощности модуляции часто имеет тенденцию к медленному уменьшению с частотой.

В случае флуктуаций амплитуды процесс детектирования огибающей может быть с приемлемой точностью описан путем возведения в квадрат корреляционной функции или свертки спектра с самим собой. Соответствующие данные будут приведены на рис. 6.7. Ширина шумовой полосы частот спектра увеличивается в пределах от 1 до 2 раз и во столько же раз уменьшается интервал корреляции. В рассмотренном выше примере с самолетом в случае равномерного распределения рассеивателей шумовая полоса частот остается равной $2\omega_a L_x/\lambda = 6$ Гц, а время корреляции — 0,15 с. В случае гауссова распределения полоса частот после детектирования огибающей увеличится в 1,4 раза, а в случае марковского распределения — в 2 раза. Из-за вращения винта и вибраций корпуса самолета полоса частот может дополнительно увеличиться во столько же раз. Многие самолеты, физические размеры которых ограничивают полосу частот, обусловленную вращением, до величины $f_{max} = 2\omega_a L_x/\lambda$, могут быть удовлетворительно описаны марковским спектром с полосой по уровню половинной мощности, равной $2f_z = 2\omega_a L_x/\lambda$. Для десятиметровой цели предыдущего примера результирующее время корреляции флуктуаций амплитуды было бы равно не 0,15, а лишь 0,05 с.

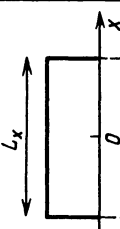
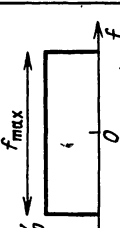
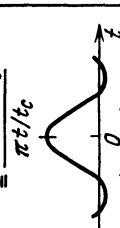

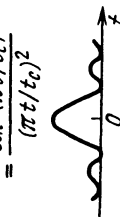

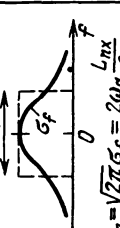



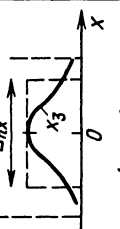
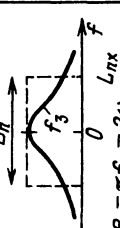

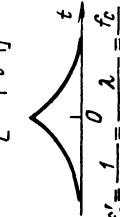
Распределение рассеивателей по координате, перпендикулярной к координате дальности	Характеристики когерентного сигнала		Характеристики некогерентного сигнала	
	Энергетический спектр	Корреляционная функция	Энергетический спектр	Корреляционная функция
<u>Равномерное</u> $W(x) = 1 \quad x < \frac{L_x}{2}$ 	$W(f) = W_0, f < \frac{f_{\max}}{2}$  $B_H = f_{\max} = 2\omega_d \frac{L_x}{\lambda}$	$\rho(t) = \frac{\sin(\pi f_{\max} t)}{\pi f_{\max} t}$ $= \frac{\sin(\pi f t / t_c)}{\pi t / t_c}$  $t_c \equiv \frac{1}{B_H} = \frac{\lambda}{2\omega_d L_x}$	$W'(f) = W'_0 (1 - f/f_{\max})$ $0 < f < f_{\max}$  $B_{Hs} = \frac{f_{\max}}{2} = \omega_d \frac{L_x}{\lambda}$	$\rho'(t) = \frac{\sin^2(\pi f_{\max} t)}{(\pi f_{\max} t)^2}$ $= \frac{\sin^2(\pi t / t_c)}{(\pi t / t_c)^2}$  $t'_c = \frac{1}{2B_{Hs}} = \frac{\lambda}{2\omega_d L_x}$
<u>Гауссово</u> $W(x) = \exp[-x^2 / (2\sigma_x^2)]$ $= \exp[-\pi(x/L_x)^2]$  $L_{Hx} = \sqrt{2\pi}\sigma_x$	$(f) = W_0 \exp[-f^2 / (2\sigma_f^2)]$ $= W_0 \exp[-\pi(f t_c)^2]$  $B_H = \sqrt{2\pi}\sigma_f = 2\omega_d \frac{L_x}{\lambda}$	$\rho(t) = \exp[-2(\pi\sigma_f t)^2]$ $= \exp[-\pi(t/t_c)^2]$  $t_c \equiv \frac{1}{B_H} = \frac{\lambda}{2\omega_d L_x}$	$W'(f) = W'_0 \exp[-f^2 / (4\sigma_f^2)]$ $= W'_0 \exp[-\pi(f t'_c)^2]$  $B_{Hs} = \sqrt{\pi}\sigma_f = \sqrt{2}\omega_d \frac{L_{Hx}}{\lambda}$	$\rho'(t) = \exp[-(2\pi\sigma_f t)^2]$ $= \exp[-\pi(t/t'_c)^2]$  $t'_c = \frac{1}{2B_{Hs}} = \frac{\lambda}{\sqrt{2}\omega_d L_{Hs}}$
<u>Марковское</u> $W(x) = \frac{x_3^2}{x_3^2 + x^2} = \frac{1}{2 + (\pi x/L_{Hx})^2}$  $L_{Hx} = \pi x_3$	$(f) = \frac{W_0}{1 + (f/f_3)^2} = \frac{W_0}{1 + (\pi f t_c)^2}$  $B_H = \pi f_3 = 2\omega_d \frac{L_{Hx}}{\lambda}$	$\rho(t) = \exp[-2\pi f_3 t]$ $= \exp[-2 \frac{t}{t_c}]$  $t_c \equiv \frac{1}{B_H} = \frac{\lambda}{2\omega_d L_{Hx}}$	$\rho'(t) = \exp[-4\pi f_3 t]$ $= \exp[-2 \frac{t}{t'_c}]$  $t'_c = \frac{1}{2B_{Hs}} = \frac{\lambda}{4\omega_d L_{Hs}}$	

Рис. 6.7. Частотные спектры и корреляционные функции для разных типов распределений рассеивателей по координате, перпендикулярной к координате дальности.

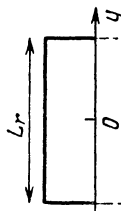
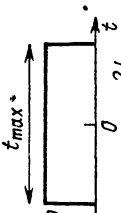
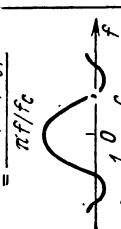

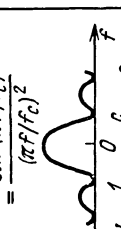
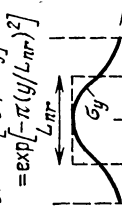
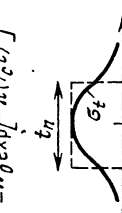
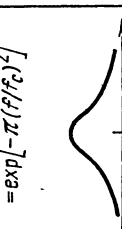
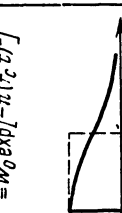
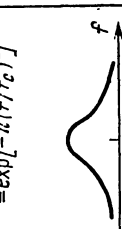
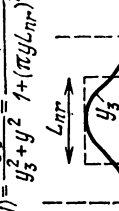
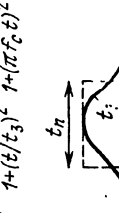
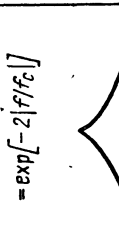
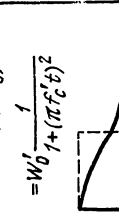
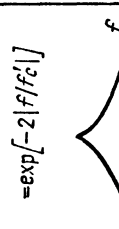
Характеристики когерентного сигнала	Характеристики когерентного сигнала		Характеристики некогерентного сигнала	
	Энергетический спектр	Корреляционная функция	Энергетический спектр	Корреляционная функция
Равномерное $W(y) = 1 \quad y < \frac{L_r}{2}$ 	$W(t) = W_0, t < \frac{t_{\max}}{2}$ 	$\rho(f) = \frac{\sin(\pi f t_{\max})}{\pi f t_{\max}}$ $= \frac{\sin(\pi f / f_c)}{\pi f / f_c}$ 	$W'(t) = W_0' \left(1 - \frac{t}{t_{\max}}\right)$ $0 < t < t_{\max}$ 	$\rho'(f) = \frac{\sin^2(\pi f t_{\max})}{(\pi f t_{\max})^2}$ $= \frac{\sin^2(\pi f / f_c)}{(\pi f / f_c)^2}$ 
Гауссово $W(y) = \exp[-y^2 / 2\sigma_y^2]$ $= \exp[-\pi(y / L_{nr})^2]$ 	$W(t) = W_0 \exp[-t^2 / 2\sigma_t^2]$ $= W_0 \exp[-\pi(t / t_n)^2]$ 	$\rho(f) = \exp[-\frac{1}{2}(\pi f t_n)^2]$ $= \exp[-\pi(f / f_c)^2]$ 	$W'(t) = W_0' \exp[-t^2 / 4\sigma_t^2]$ $= W_0' \exp[-\pi(f_c t)^2]$ 	$\rho(f) = \exp[-(2\pi f t_n)^2]$ $= \exp[-\pi(f / f_c)^2]$ 
Максимальное $W(y) = \frac{y_3^2}{y_3^2 + y^2} \frac{1}{1 + (\pi y / L_{nr})^2}$ 	$W(t) = \frac{W_0}{1 + (t / t_3)^2} \frac{1}{1 + (\pi f_c t)^2}$ 	$\rho(f) = \exp[-2\pi f t_3]$ $= \exp[-2 f / f_c]$ 	$W'(t) = \frac{1}{1 + (t / 2t_3)^2}$ $= W_0' \frac{1}{1 + (\pi f_c t)^2}$ 	$\rho(f) = \exp[-4\pi f t_3]$ $= \exp[-2 f / f_c]$ 

Рис. 6.8. Временные спектры и функции корреляции частоты для разных типов распределений рассеивателей по координате дальности.

Радиальное распределение рассеивателей эквивалентно спектру временной задержки (трансформанте частотной корреляционной функции), изображенному на рис. 6.8. Такое представление является достаточно трудным для усвоения в силу перестановки привычных терминов, относящихся ко времени и частоте. Тем не менее, при исследовании ошибок измерения необходимо учитывать корреляцию ошибок в измерениях на смежных частотах. Если, как в ряде систем, настройка РЛС линейно изменяется в пределах определенной полосы частот, обе переменные могут быть взаимно заменены, а время корреляции определено как интервал, необходимый для системы, чтобы настройка изменилась в пределах корреляционного интервала цели f_c .

При сглаживании выходных данных с целью уменьшения ошибок, обусловленных флюктуациями координат и амплитуды, интерес представляет количество независимых выборок ошибок, заключенных в интервале сглаживания. Эффективное количество выборок как во времени, так и по частоте было дано выражениями (6.10) и (6.11). Эти выражения могут быть использованы с учетом рис. 6.7 и 6.8 для определения количества выборок в любом специальном случае. Если имеют место изменения как во времени, так и по частоте, следует пользоваться двумерной корреляционной функцией. Однако хотя это достаточно просто в случае гауссовых функций, в других случаях могут встретиться очень серьезные трудности, за исключением тех, когда можно установить, что основным источником декорреляции является та или иная координата. Общее выражение для эффективного числа наблюдаемых независимых выборок может быть записано следующим образом:

$$n_e = \frac{n}{1 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} (1 - k/n) \rho(k)},$$

где $\rho(k)$ — корреляция между амплитудами нулевого и k -го импульсов.

6.3. ОШИБКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

В предыдущих разделах были описаны ошибки кажущегося положения цели и доплеровского сдвига, присущие самому отраженному сигналу, когда он попадает на вход РЛС, а также характеристики флюктуаций амплитуды. Моноимпульсные угломерные системы и большая часть детекторов сигнала ошибки по дальности и доплеровскому сдвигу, таких как временные и частотные дискриминаторы и счетчики циклов, производят измерения достаточно быстро, чтобы приблизиться к точности, возможной по условиям приема, по крайней мере, при больших отношениях S/N . Выражения (6.7) дают значения таких ошибок по одной выборке, а сглаженные значения на выходе системы могут быть оценены в соответствии с приведенными выше интервалами корреляции. Тем не менее в ряде практических систем выборки осуществляются в последовательном порядке, в результате чего ошибки увеличиваются, если флюктуации амплитуды оказывают влияние.

на процесс измерения. В этом разделе подводятся итоги влияния на точность измерения последовательного переключения лепестков, автоматической регулировки усиления (АРУ) и равномерной развертки во времени и по частоте. Во всех случаях дополнительная ошибка может быть приписана тому, что изменения амплитуды эхо-сигнала в течение интервала измерения вводят некоторого рода перекрестную связь между значением амплитуды и процессом оценки.

Коническая развертка и последовательное переключение диаграмм

РЛС, в которых развертка осуществляется путем вращения луча приемной антенны вокруг цели или путем ортогонального переключения положения луча по обе стороны цели, очень чувствительны к изменению ЭПР цели в течение цикла измерения. Даже незначительное изменение амплитуды эхо-сигнала в течение этого интервала вызывает угловую ошибку, равносильную смещению кажущегося положения центра цели относительно оси развертки.

Составляющую флюктуаций мощности эхо-сигнала можно рассматривать как шум на входе детектора сигнала ошибки, причем ошибка в выходных данных определяется той частью энергетического спектра флюктуаций, которая расположена вблизи от частоты развертки f_s . Величина угловой ошибки может быть найдена по уравнениям для тепловых шумов, приведенным в гл. 2, если заменить в канале следящей системы отношение сигнал/шум $n (S/N) = f_r/2\beta_n$ на отношение постоянной составляющей мощности сигнала к мощности флюктуаций в пределах полосы пропускания следящей системы, т. е. на величину $1/W(f_s)\beta_n$. В результате выражение для ошибки, обусловленной составляющей флюктуаций амплитуды, принимает вид (Бартон [11])

$$\sigma_s = \theta_3 \sqrt{W(f_s) \beta_n / k_s}, \quad (6.12)$$

где $W(f_s)$ — спектральная плотность мощности флюктуаций вблизи f_s , выраженная как квадрат парциальной модуляции на герц. Крутизна сигнала ошибки k_s может быть получена для случая коммутации как одного приемного луча, так и одновременно передающего и приемного лучей (рис. 2.9). В этом случае потери на пересечение лучей не влияют на чувствительность, поскольку они одинаково сказываются как на постоянной, так и на флюктуационной составляющих сигнала.

Для многоточечной цели среднеквадратичное значение общей парциальной модуляции на всех частотах обычно составляет 0,5, а значение 0,52 характерно для релеевского распределения. При использовании марковского спектра (рис. 6.7) общая парциальная модуляция приравняется квадратному корню из площади, занимаемой этим спектром

$$0,5 = \sqrt{W_0 \beta_n} = \sqrt{W_0/2t'_c}, \\ W_0 = 0,5t'_c.$$

Если частота развертки значительно выше, чем $1/t'_c$, можно принять, что

$$W(f_s) \approx \frac{W_0}{\pi^2 t'^2_c f_s^2} = \frac{1}{2\pi^2 t'_c f_s^2}.$$

Результирующая составляющая ошибки сопровождения равна

$$\sigma_s \approx \frac{\theta_3}{k_s} \sqrt{\frac{\beta_n}{2\pi^2 t'_c f_s^2}} = \frac{0,225\theta_3}{l_s k_s} \sqrt{\frac{\beta_n}{t'_c}}. \quad (6.13)$$

Однако при использовании марковского спектра так же, как и любой другой математической модели для описания действительных спектров, обусловленных флуктуациями амплитуды, следует соблюдать осторожность. Эхо-сигналам от самолетов свойственны выбросы и асимметрии флуктуационных спектров, которые могут привести к ошибкам, значительно более серьезным, чем вычисленные по выражению (6.13).

Автоматическая регулировка усиления

АРУ часто используется в качестве средства нормирования сигнала ошибки, так что она является мерилем угла отклонения от оси независимо от размеров цели и дальности. Флуктуации амплитуды, не подавляемые АРУ, могут модулировать сигнал ошибки, вызывая в нем соответствующие изменения, обусловленные возможной инерционностью следящей системы. Для уменьшения этого явления в моноимпульсных системах и системах с конической разверткой применяется быстродействующая АРУ (с малой постоянной времени). Одним из преимуществ моноимпульсной системы является возможность использования более быстродействующей АРУ, чем при конической развертке (Бартон [11]).

Второе следствие применения АРУ определяется взаимосвязью между флуктуациями амплитуды и координат. Флуктуации амплитуды эхо-сигнала и кажущегося положения цели не независимы. Глубокие замирания сигнала обычно совпадают с наибольшими ошибками из-за флуктуаций координат, как это показано для двухточечной цели на рис. 6.2. Благодаря этому в случае инерционной АРУ среднеквадратичное значение наибольших ошибок, обусловленных флуктуациями координат, уменьшается, так как они появляются при замираниях сигнала, при которых коэффициент усиления следящей системы

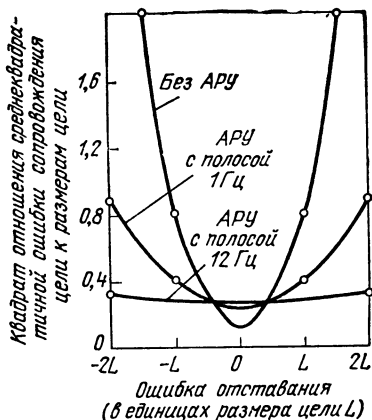


Рис. 6.9. Зависимость мощности шумовой ошибки сопровождения от ошибки сопровождения для разной ширины полосы пропускания цепи автоматической регулировки усиления (по Данну и Ховарду [34]).

сопровождения снижен. Данн и Ховард [34] исследовали это явление, а также его связь с модуляцией ошибок, обусловленных отставанием. Результаты их исследований приведены в обобщенном виде на рис. 6.9, на котором кривые среднеквадратичного значения суммы колебаний отставания и флюктуаций координат приведены в функции среднего значения отставания. Для многоточечной цели, использованной в этих измерениях, наименьшая ошибка из-за флюктуаций координат наблюдается при отсутствии АРУ. Уменьшение в два раза ошибки из-за флюктуаций координат без АРУ отчетливо выявляет корреляцию, существующую между флюктуациями амплитуды и координат. Тем не менее в РЛС сопровождения практически невозможно использовать это снижение ошибки, обусловленной флюктуациями координат, из-за наличия ошибок отставания. Когда при маневре цели появляется отставание по сопровождению, превышающее одну треть общих размеров цели, флюктуации амплитуды модулируют ошибку отставания достаточно сильно, чтобы увеличить общую шумовую составляющую ошибки сопровождения. Вследствие этого в системах точного сопровождения обычно используется быстроедействие АРУ, несмотря на увеличение при этом ошибки из-за флюктуаций координат.

Равномерная развертка

В РЛС обнаружения угол измеряют путем последовательной обработки сигналов, получаемых при прохождении луча по цели. В РЛС обнаружения с веерным лучом измерения могут быть ограничены азимутальным углом, в системах же растрового типа с иглообразным лучом может измеряться также и угол места. В тех случаях, когда амплитуда эхо-сигнала не меняется, предельно достижимая точность угловых измерений, как было показано в гл. 2, определяется шумами приемника. В более же общем случае флюктуирующей цели колебания амплитуды влекут за собой существенные ошибки измерений даже при очень большом отношении S/N , что серьезно ограничивает достижимую точность.

На рис. 6.10 приведены кривые нормированного значения среднеквадратичной ошибки, обусловленной флюктуациями амплитуды (σ_s/θ_s), в функции количества независимых выборок разности амплитуд, наблюдаемой во время прохождения луча по цели $t_0 = nt_p$. Все применяемые обозначения проиллюстрированы на рис. 6.7. Эти результаты получены для гауссового луча, релейской цели и устройства обработки сигнала (процессора), минимизирующего ошибки из-за тепловых шумов (согласованного с установившейся составляющей эхо-сигнала). Эти параметры хуже тех, которые могли бы быть получены при помощи устройства, производящего оценку по максимуму правдоподобия и оптимизированного относительно флюктуирующей цели при высоком отношении S/N (Сверлинг [3], Бернштейн [35]). Тем не менее данные, приведенные на рис. 6.10, применимы для большей части практически используемых в устройствах обнаружения

РЛС для обработки результатов измерений, которые не могут быть заранее согласованы с неизвестными уровнями сигнала.

Когда время корреляции цели в РЛС обнаружения меньше интервала между импульсами ($t'_c < t_p$), ошибка зависит исключительно от числа импульсов на ширину луча $n = f_r t_0$ и определяется выражением

$$\sigma_s = 0,215\theta_3 / \sqrt{n}. \quad (6.14)$$

Это соответствует 2-му случаю модели цели Сверлинга. В 1-м случае модели Сверлинга принята полная корреляция амплитуд в интервале времени нахождения луча на цели ($t'_c/t_0 \rightarrow \infty$), когда ошибки, обуслов-

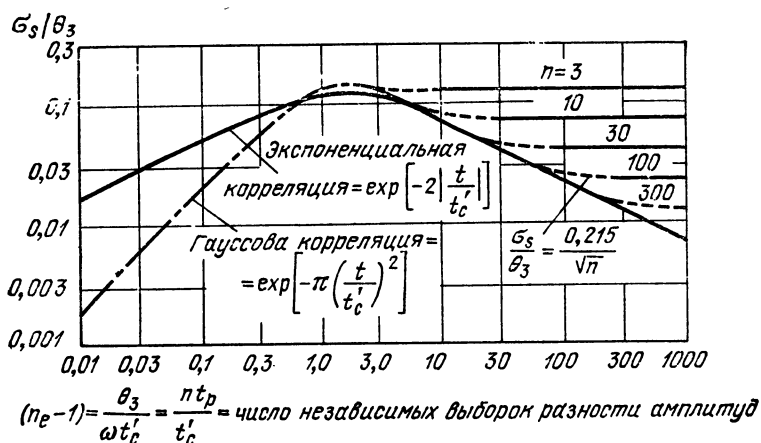


Рис. 6.10. Ошибки, обусловленные флуктуациями амплитуды.

ленные флуктуациями амплитуды, вообще отсутствуют. Однако практически в тех ситуациях, которые могут встретиться в РЛС обнаружения, время корреляции редко превышает $\sim 10t_0$ даже для целей, вероятность обнаружения которых может быть точно определена из статистики 1-го случая.

В некоторых устройствах обработки сигнала оценка значения угла осуществляется по средней точке интервала, в пределах которого сигнал превышает пороговый уровень. Если пренебречь возможным влиянием интегрирования и неполной компенсации времени отставания, можно рассматривать такую систему как базирующуюся на использовании двух импульсов, соответствующих каждому краю луча. При этом ошибки, обусловленные флуктуацией амплитуды, равны

$$\sigma_s = 0,19\theta_3 \sqrt{1 - \rho(n t_p)}, \quad (6.15)$$

где $n t_p = t_0$ — время нахождения луча на цели, а $\rho(t)$ — корреляционная функция цели. Здесь принято, что порог установлен на уровне половинной мощности диаграммы направленности. Если принять,

что $\rho(t)$ является гауссовой функцией с временем корреляции $t' \ll \ll t_p$, то

$$\rho(nt_p) = \exp[-\pi(nt_p/t'_c)^2] \approx 1 - \pi(nt_p/t'_c)^2, \quad (6.16)$$

$$\sigma_s \approx 0,33(nt_p/t'_c)\theta_3.$$

Ошибки из-за флюктуаций амплитуды не зависят от дальности и ограничивают точность измерения на средних дистанциях, на которых тепловые шумы и флюктуации угловых координат достаточно малы (Данн и Ховард [34]). Эти ошибки могут быть несколько снижены путем сглаживания полученных данных в течение нескольких периодов развертки как в цифровом устройстве обработки информации, так и в следящей системе сопровождения. В РЛС обнаружения ошибки почти всегда независимы от обзора к обзору.

Частотное отклонение луча

В РЛС с частотным отклонением диаграммы направленности появляется декорреляция амплитуд, обусловленная изменением частоты в процессе перемещения луча по цели. При быстром перемещении луча явлением временной декорреляции можно пренебречь и пользоваться данными рис. 6.10, изменив шкалу по абсциссе для определения числа независимых частотных выборок следующим образом: $(n_p - 1) = \Delta f/f'_c = nf_p/f'_c$. Здесь принято, что частота меняется равномерными скачками и что Δf является изменением, необходимым для перемещения луча на его ширину по уровню 3 дБ (аналогично значению t_0 во времени).

При использовании двух выборок на краях луча в качестве базы для измерений можно подставить в уравнение (6.16) двумерную корреляционную функцию

$$\rho(nt_p, nt_p) = \rho(nt_p) \rho(nf_p).$$

Для гауссовых корреляционных функций получается, что

$$\rho(nt_p, nt_p) = \exp\left[-\pi\left(\frac{nt_p}{t'_c}\right)^2\right] \exp\left[-\pi\left(\frac{nf_p}{f'_c}\right)^2\right].$$

Таким образом, для целей, сильно коррелированных в интервале развертки ($nt_p \ll t'_c$, $nf_p \ll f'_c$), можно написать, что

$$\rho(nt_p, nf_p) \approx 1 - \pi\left(\frac{nt_p}{t'_c}\right)^2 - \pi\left(\frac{nf_p}{f'_c}\right)^2, \quad (6.17)$$

$$\sigma_s \approx 0,33\theta_3 \sqrt{(nt_p/t'_c)^2 + (nf_p/f'_c)^2}.$$

В большей части систем с частотным отклонением луча можно разделить временную и частотную декорреляцию, рассматривая влияние только частоты в координатах «быстрой развертки» и только времени в координатах «медленной развертки». Это дает возможность использовать данные рис. 6.10 в системе с разверткой растрового типа для оценки ошибок по обеим координатам.

ДИСКРЕТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ИЗМЕРЕНИЯХ

В ряде случаев в радиолокационных измерениях используются дискретные процессы. Они могут быть разделены на две категории — формирование пачек выборок и квантование. Формирование пачек выборок является процессом отбора порций имеющейся информации, а квантование — это процесс кодирования выборок в цифровую форму. В данной главе рассматриваются основные свойства процессов формирования пачек выборок и квантования, включая различные ошибки, вносимые этими процессами.

7.1. ФОРМИРОВАНИЕ ПАЧЕК ВЫБОРОК

Информация о цели поступает в РЛС обычно в виде временных и пространственных выборок. Импульсная РЛС периодически формирует выборки в виде отраженных от цели сигналов через одинаковые интервалы времени. РЛС сопровождения формирует пачки выборок равномерно в течение всего периода сопровождения, а РЛС обнаружения обычно образует пачки выборок, когда луч проходит через цель. Полученные эхо-сигналы являются выборками положения и отражающей способности цели. Если интервал времени между импульсами (выборками) короче времени, необходимого для того, чтобы цель изменила свое положение или ракурс, принятый сигнал содержит по существу всю информацию, которую только можно получить о цели в течение периода наблюдения.

Можно получить также информацию, используя пространственные выборки. Приемная антенна с большим раскрытием позволяет получить больше информации об угловых координатах цели, чем антенна с малым раскрытием. Из пространственной информации можно так же, как и в случае информации во времени, сформировать выборки, объединив сигналы, принятые отдельными элементами антенны. Примером антенн, формирующих выборки пространственной информации, могут служить антенные решетки и интерферометры. Метод исследования временных выборок, рассматриваемый в следующем разделе, можно применить и к случаю пространственных выборок, используя аналогии между временем и частотой, с одной стороны, и раскрытием антенны и диаграммой поля дальней зоны — с другой.

Формирование пачек временных выборок

Любая измеряемая изменяющаяся величина может быть представлена, как это показано на рис. 7.1, в виде пачки выборок, разделенных одинаковыми интервалами времени. Значения функции $a(t)$ записываются через интервалы в T секунд. Шэннон [36] установил, что эти выборки содержат всю информацию о функции $a(t)$, если

спектр частот B_a , описывающий функцию $a(t)$, меньше, чем $(1/T)$ герц¹⁾. Иными словами, если условие Шэннона соблюдено, функция $a(t)$ может быть точно восстановлена по пачке выборок.

Восстановление функции $a(t)$ может быть выполнено путем свертки выборочной функции $a_s(t) = a(nT)$, приведенной на рис. 7.2, а, с функцией $(\sin \pi t/T)/(\pi t/T)$. Этот процесс, представленный графически на рис. 7.2, б, может быть записан аналитически следующим образом:

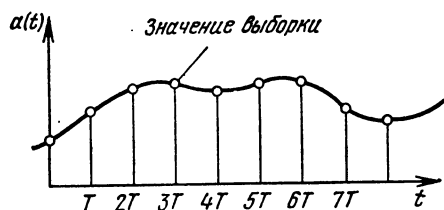


Рис. 7.1. Формирование пачки временных выборок.

$$a(t) = a_s(t) \otimes \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) = \sum_{n=0}^{\infty} a(nT) \operatorname{sinc}\left(\frac{t-nT}{T}\right). \quad (7.1)$$

Выборочная функция имеет вид

$$a_s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a(nT) \delta(t-nT),$$

а функция Вудворда, обозначенная символом sinc ,

$$\operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}.$$

Мы напоминаем, что спектр функции $a(t)$ должен полностью укладываться в полосу частот между значениями $\pm 1/(2T)$. Краткий вывод этой теоремы о выборках можно найти у Вудворда [2].

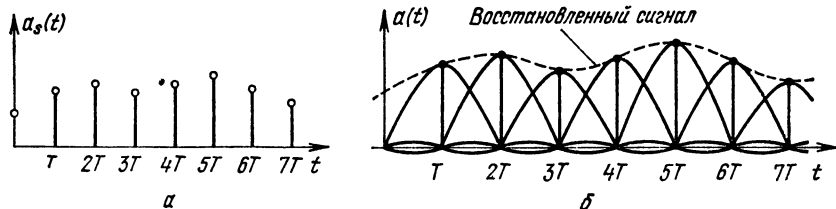


Рис. 7.2. (а) Выборочная функция $a_s(t)$ и (б) свертка функции $a_s(t)$ с функцией $\sin(\pi t/T)/(\pi t/T)$.

В тех случаях, когда спектр шире, чем $1/T$, возникает так называемый «ложный» спектр. Мощность (или энергия) спектра, выходящая за пределы $\pm 1/(2T)$, попадает в процессе восстановления функции $a(t)$ в область, ограниченную пределами $\pm 1/(2T)$, как это изображено на рис. 7.3. Исходный спектр, приведенный на рис. 7.3, а, имеет «хвосты», выходящие за пределы $\pm 1/(2T)$. После формирования выборок эта энергия добавляется к той части спектра, которая должна была бы определяться процессом формирования выборок, так что

¹⁾ Впервые доказательство этого положения было сделано В. А. Котельниковым в 1946 г. (Прим. ред.)

спектральная плотность в этой области искажается. Следствием является искажение восстанавливаемой функции, однако предсказать его форму достаточно сложно, так как форма искажений зависит от фазовых и амплитудных соотношений в спектре $A(f)$ за пределами $\pm 1/(2T)$. Для сигналов с конечной средней мощностью искажение может быть описано как аддитивный сигнал, значение среднего квадрата которого равно площади, лежащей под кривой $|A(f)|^2$ за пределами $\pm 1/(2T)$. В случае сигнала с конечной энергией искажения проявляются в том, что увеличивается длительность нарастания сигнала и сглаживаются резкие изменения амплитуды и фазы этой функции.

Ошибки, возникающие из-за ложного спектра, могут быть уменьшены путем фильтрации колебаний до формирования пачек выборок с тем, чтобы ограничить спектр областью $\pm 1/(2T)$. В результате фильтрации теряется информация, заключенная в более высоких частотах, однако информация, заключенная в низких частотах не искажается, так как на них не накладывается та часть спектра, которая не может быть правильно воспроизведена. Вместе с тем предварительная фильтрация невозможна, например, в случае импульсных РЛС, когда отражение от цели является выборкой параметров цели.

В этом случае ввиду отсутствия в приемном устройстве непрерывных данных о цели фильтрация отраженного сигнала невозможна и, если ширина спектра эхо-сигнала цели превышает частоту повторения импульсов выборки, появление ложного спектра неизбежно.

Все приведенные выше соображения относились к действительным низкочастотным сигналам. Они могут быть также применены к узкополосным сигналам, если рассматривать $a(t)$ в качестве комплексной огибающей узкополосного сигнала.

Действительная часть такого сигнала равна

$$\operatorname{Re}[a(t)e^{j2\pi f_0 t}],$$

где f_0 — несущая частота, а символ Re обозначает действительную часть. Действительная и мнимая части модулирующей функции $a(t)$ являются сигналами со спектром нижних частот, и для определения мгновенного значения результирующего сигнала с полосовым спектром необходимо получение выборок от каждой из этих частей. Поэтому каждая выборочная точка сигнала с полосовым спектром является двумерной выборкой, содержащей вдвое больше информации, чем соответствующая выборка модулирующей функции. Эти

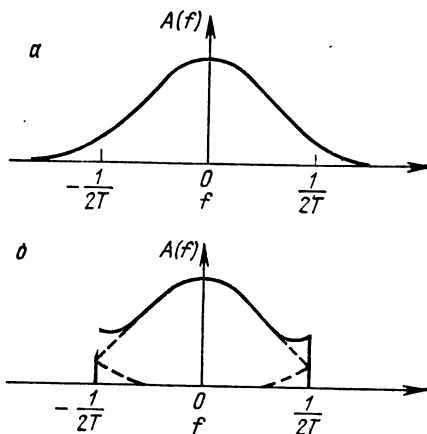


Рис. 7.3. (а) Спектр более широкий, чем $1/T$, и (б) спектр после формирования пачки выборок и восстановления функции, искаженный в результате наложения «ложного» спектра.

две размерности результирующего сигнала можно рассматривать как его амплитуду и фазу.

Ошибки в восстановленном сигнале могут также возникать из-за ошибок в хронировании временных интервалов между выборками, возникающих на какой-либо стадии формирования пачки выборок или восстановления сигнала. С учетом этих ошибок уравнение (7.1) может быть приближенно записано как

$$a(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a(nT) \operatorname{sinc}\left(\frac{t-nT}{T}\right) + e_t \sum_{n=0}^{\infty} \frac{da(nT)}{dt} \operatorname{sinc}\left(\frac{t-nT}{T}\right). \quad (7.2)$$

Средний квадрат ошибки в этой функции равен

$$\sigma_a^2 = \sigma_t^2 \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |A(f)|^2 df, \quad (7.3)$$

где σ_t^2 — средний квадрат значения e_t в секундах. Интеграл в выражении (7.3) равен $E\beta_a^2$ — среднему квадрату полосы сигнала $a(t)$, увеличенному в E раз (см. гл. 3 и приложение В). Таким образом, выражение (7.3) может быть переписано следующим образом:

$$\frac{\sigma_a^2}{E} = (\sigma_t \beta_a)^2 = \left(\frac{\sigma_t}{T}\right)^2 (\beta_a T)^2. \quad (7.4)$$

По аналогии с амплитудным распределением по раскрыву антенны, приведенным в приложении А, значение β_a для спектра прямоугольной формы шириной $1/T$ составляет $1,83/T$. Когда частота выборок $1/T$ много больше полосы частот выборочного колебания, значение $1,83 T/\tau$ мало по величине и ошибки, обусловленные временным распределением выборок, уменьшаются.

Формирование пространственных выборок

Линейная антенная решетка производит пространственные выборки сигнала, что аналогично выборкам напряжения во времени. В обоих случаях увеличение числа независимых выборок приводит к повышению вероятности обнаружения сигнала благодаря увеличению накапливаемой энергии. Пропорционально числу независимых выборок также увеличивается разрешающая способность. Увеличение числа временных выборок способствует улучшению разрешающей способности по доплеровской частоте, а пространственных выборок — угловой разрешающей способности.

Выходной сигнал антенны является суммой пространственных выборок. Положением диаграммы антенны можно управлять в пределах угла видимости (в принципе от -90° до $+90^\circ$ от нормали к решетке) путем соответствующего фазирования пространственных выборок перед их суммированием. Диаграмма антенны подобна характеристике фильтра, образованной в результате фазирования и суммирования вре-

менных выборок какого-либо сигнала. Рис. 7.4 иллюстрирует это подобие и показывает, что наличие интерференционных лепестков диаграммы антенной решетки обусловлено теми же причинами, что и возникновение ложного спектра в частотной области: когда интервал между пространственными выборками слишком велик, сигналы, появляющиеся вне угла видимости (воспроизводимой полосы частот), будут заворачиваться обратно в эту область, что приведет к неоднозначности и неправильным отсчетам.

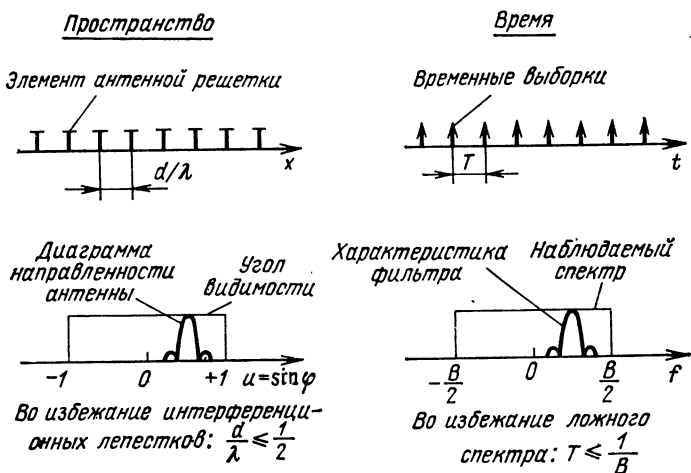


Рис. 7.4. Пространственно-временные аналогии.

Проблемы проектирования антенных решеток подробно рассмотрены в литературе (см., например, [37]). Приводимое ниже краткое описание имеет целью лишь привлечь внимание к этой проблеме, к тому значению, которое она имеет в вопросе точных и надежных угловых измерений.

7.2. КВАНТОВАНИЕ

Каждая информационная выборка, принятая РЛС, может быть обработана как в аналоговом, так и в цифровом виде. Если это следует осуществить в цифровом виде, аналоговое напряжение или положение осей вращения антенны должны быть квантованы и подвергнуты цифровому кодированию. Опишем процесс квантования и рассмотрим появляющиеся при этом ошибки, систематические и случайные.

В некоторых антенных решетках применяются дискретные фазовращатели для управления фазой каждого элементарного сигнала, в результате чего можно путем суммирования этих сигналов сформировать узкий управляемый луч. Исследуем также зависимость характеристик решетки от квантования фазы.

Квантование амплитуды

Идеальным квантующим устройством является нелинейное устройство с нулевой памятью, передаточная характеристика которого приведена на рис. 7.5, а. Интервалы квантования входного сигнала Δ находятся в однозначном соотношении с кодированным выходным цифровым сигналом. Точки перехода разделены одинаковыми интервалами и жестко зафиксированы. На рис. 7.5, б приведена систематическая ошибка, присущая идеальному квантующему устройству. Максимальное значение ошибки равно $\Delta/2$, среднее значение — нулю, а среднеквадратичное составляет $\Delta/\sqrt{12}$. Плотность вероятности систематической ошибки квантования изображена на рис. 7.5, в.

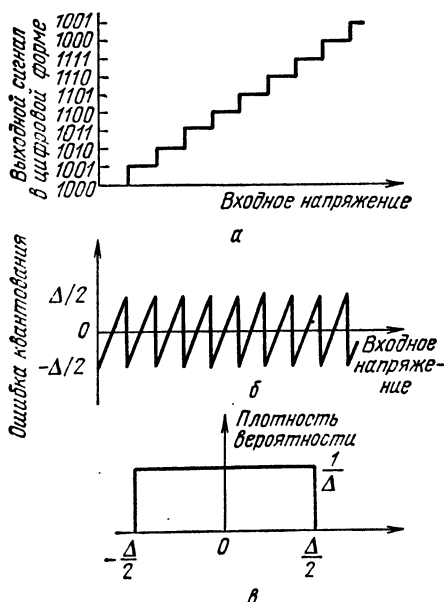


Рис. 7.5. Идеальное квантующее устройство:

а — передаточная характеристика квантующего устройства; б — систематическая ошибка квантования; в — плотность вероятности ошибки квантования.

Реальные квантующие устройства вносят дополнительные ошибки, обусловленные недостаточно совершенными электрическими или механическими параметрами. Наиболее серьезными являются шумовые ошибки и ошибки калибровки. Шумовая ошибка появляется из-за нестабильности уровней перехода, обычно независимой от одной выборки к другой. Ошибка калибровки является следствием неизменной нелинейности передаточной характеристики квантующего устройства. Она обычно определяется производственными допусками либо пределами

ми, обусловленными ошибками при юстировке, и часто зависит от таких условий внешней среды, как температура и влажность.

При проектировании конкретных кодирующих устройств эти ошибки ограничивают количество возможных уровней квантования. Это в свою очередь определяет количество разрядов в кодированной выборке. Из табл. 7.1 видно, как уменьшается среднеквадратичное значение ошибки при увеличении количества разрядов в типовом кодирующем устройстве с фиксированной шумовой ошибкой и ошибкой калибровки. Когда количество уровней достигает такого значения, при котором ошибки идеального квантования равны постоянным ошибкам реального квантующего устройства, дальнейшее увеличение числа уровней не может дать ощутимого эффекта. В силу этого дополнительно вносимые ошибки почти во всех кодирующих устройствах выбираются приблизительно равными ошибкам идеального квантования.

ТИПИЧНЫЕ ОШИБКИ КВАНТОВАНИЯ И КОДИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Количество разрядов N	Среднеквадратичная ошибка квантования в пределах от 0 до 1	Постоянная среднеквадратичная ошибка	Полная среднеквадратичная ошибка	Уменьшение ошибки при добавлении следующего разряда, %
3	0,0375	0,008	0,0384	50
4	0,0175	0,008	0,0193	50
5	0,00845	0,008	0,0116	40
6	0,00416	0,008	0,0090	22
7	0,00206	0,008	0,0083	5

Влияние квантования на спектр сигнала носит очень сложный характер, и не существует методики, с помощью которой его можно было бы достаточно просто описать. Чтобы показать это влияние,

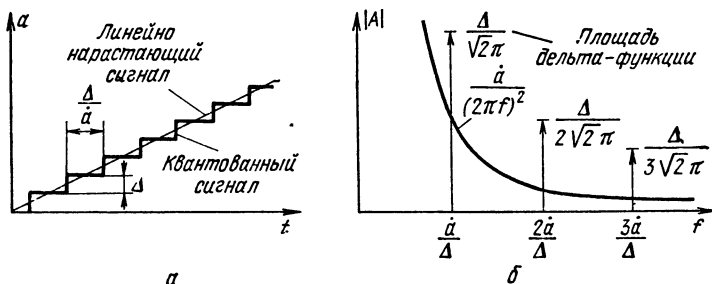


Рис. 7.6. Квантование линейно-нарастающего сигнала:

a — форма квантованного сигнала; b — спектр квантованного сигнала.

рассмотрим два примера, соответствующие крайним случаям. В качестве одного примера выбрано линейно-нарастающее напряжение, чтобы показать, что происходит со спектром, значительно более узким, чем половина частоты выборок. Другим примером является спектр белого шума в полосе частот от нуля до половины частоты выборок.

Форма линейно нарастающего напряжения как до, так и после квантования приведена на рис. 7.6, a . Интервал между уровнями квантования напряжения равен Δ , а скорость изменения напряжения равна \dot{a} . Спектр квантованного линейно нарастающего напряжения равен сумме спектров линейно нарастающего напряжения и ошибки квантования (рис. 7.6, b). Суммарный спектр расширяется за счет спектра ошибки квантования, так как последний падает пропорционально $1/f$, а не $1/f^2$, как это свойственно спектру линейно нарастающего напряжения.

Белый спектр флуктуаций, величина которых велика по сравнению с Δ , будет белым и после квантования. Средняя мощность уве-

Средняя мощность увеличится вследствие добавления ошибки квантования, так что полная мощность будет равна

$$\overline{a_{sq}^2} = \overline{a_s^2} + \frac{\Delta^2}{12}, \quad (7.5)$$

где a_{sq} — квантованная выборка данных, а черта сверху означает усреднение.

Устройства, кодирующие напряжение

Устройства, кодирующие напряжение, используются для квантования таких выходных сигналов приемника РЛС, как амплитуда сигнала и угловое рассогласование. На эти устройства поступает видеосигнал, и они вырабатывают цифровой выходной сигнал, соответствующий видеосигналу в момент подачи пускового импульса. Пусковые импульсы могут подаваться с постоянной скоростью, как например,

Таблица 7.2

КОЛИЧЕСТВО РАЗРЯДОВ
КОДИРОВАНИЯ И ОТНО-
ШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ
ДЛЯ СЛУЧАЯ РАВНЫХ
СРЕДНЕКВАДРАТИЧНЫХ
ОШИБОК

Количество разрядов	Отношение сигнал/шум, дБ
4	32
5	38
6	44
7	50
8	56

для получения последовательных выборок по дальности в РЛС обнаружения, или в предварительно заданные моменты времени, например, в случае стробированного по дальности выходного сигнала в системе сопровождения. Ограничения по скорости в устройстве, кодирующем напряжение, определяют наименьший возможный интервал между выборками. Полоса пропускания цепи ограничивает скорость восстановления кодирующего устройства по окончании выборки. Последующая выборка не может быть кодирована до тех пор, пока остаточный сигнал от предшествующей выборки не снизится до уровня, сравнимого с систематической ошибкой квантования. Существующие в настоящее время

кодирующие устройства способны производить квантование до семи двоичных разрядов каждые 200 нс. Если можно ограничиться меньшим количеством уровней, кодирующее устройство может быть выполнено более быстродействующим, так как оно будет содержать меньшее число цепей, ограничивающих полосу пропускания.

Количество необходимых в кодирующем устройстве разрядов определяется совокупностью динамических диапазонов приемника и детектора РЛС. Если динамический диапазон приемника равен 40 дБ, наибольшее отношение сигнал/шум, которое можно получить на его выходе, будет также порядка 40 дБ, в зависимости от принятого определения динамического диапазона. Так как снижение ошибок квантования до значения более низкого, чем шумовые ошибки, не дает какого-либо выигрыша, они выбираются примерно одинаковыми. При этом число разрядов определяется динамическим диапазоном. В табл. 7.2 приведено отношение сигнал/шум при равных среднеквадратичных значениях ошибки квантования и шумовой ошибки, причем полная ошибка квантования в $\sqrt{2}$ раз больше систематической ошибки квантования, т. е. равна $\Delta/\sqrt{6}$.

Устройства, кодирующие угол поворота оси

Устройства для кодирования угла поворота оси, используемые в РЛС для квантования углов визирования, связываются механически с антенным поворотным устройством. Выходной сигнал отмечает положение оси визирования в неподвижной системе угловых координат. Для определения положения цели относительно электрической оси, т. е. центра луча, к измеренной угловой координате добавляется поправка на расхождение между механической и электрической осями.

Так как устройство, кодирующее угол поворота оси, производит измерение абсолютных, а не относительных величин, выходной сигнал содержит от десяти до двадцати разрядов информации. Используются различные технические устройства, сложность которых возрастает с увеличением требуемой точности. Из-за атмосферных нестабильностей количество используемых разрядов не превышает в конечном счете двадцати. Лонг [38] описывает кодирующее устройство на 20 разрядов с воспроизводимостью показаний, составляющей 1,4 угловой секунды и абсолютной точностью 6 угловых секунд. Масса устройства составляет около 1,8 кг. Устройство позволяет производить 10 отсчетов в секунду.

Устройства, кодирующие дальность

Устройства, кодирующие дальность, используются в РЛС в тех случаях, когда требуется точное сопровождение по дальности или когда предусматривается обработка и передача данных о дальности в цифровом виде. Дальность обычно квантуется путем определения количества импульсов отсчета времени, включаемых в момент излучения зондирующего импульса и выключаемых при появлении эхо-сигнала. В тех случаях, когда требуется высокая точность, разряды точного отсчета дальности получают путем междутактовой интерполяции с помощью многоотводной линии задержки, снабженной индикаторами совпадения на отводах.

Не поддающиеся учету атмосферные ошибки ограничивают обычно достижимую точность по дальности величиной порядка 0,3 м. Чтобы показать, какие при этом предъявляются требования к кодирующему устройству, рассмотрим предельный случай, когда требуется точность в 0,3 м на дальности 1600 км. При этом для передачи сообщения о дальности требуется 32 разряда, из которых первые 29 разрядов вырабатываются кодирующим устройством, запускаемым импульсами отсчета времени с тактовой частотой в 6 МГц. Три остальных разряда получают с помощью интерполирующей линии задержки. Для обеспечения такой точности по дальности абсолютное значение частоты следования импульсов отсчета времени должно быть известно с точностью 10^{-7} . Такую стабильность может обеспечить кварцевый генератор с температурной стабилизацией.

Формирование диаграммы направленности и управление ее положением в антенных решетках осуществляется, как правило, с помощью дискретных фазовращателей, управляющих фазами элементарных сигналов. Каждый элемент антенны связан со своим фазовращателем, вырабатывающим дискретные скачки фазы величиной $2\pi/2^m$ рад, где m — число двоичных разрядов в управляющем коде. Так как сдвиги фаз дискретны, в раскрыве антенны при отклонении луча от нормали к плоскости раскрыва появляется фазовая ошибка, вид которой показан на рис. 7.7. Ниже описываются нарушения коэффициента усиления, уровня боковых лепестков и точности наведения, обусловленные дискретностью фазовых сдвигов.

Снижение коэффициента усиления

В том случае, когда направление прихода волны совпадает с максимумом неотклоненной диаграммы направленности, все элементарные сигналы суммируются в фазе. Ошибки квантования фазовых сдвигов являются причиной снижения максимального коэффициента усиления антенны на величину, определяемую множителем

$$L_q \approx 1 + (\pi^2/3 \cdot 2^{2m}).$$

Так как это снижение в большинстве случаев незначительно, его можно определять в децибелах с помощью приближенного выражения

$$(L_q)_{\text{дБ}} \approx \frac{4,343\pi^2}{3 \cdot 2^{2m}} \approx \frac{14,3}{2^{2m}}, \quad (7.6)$$

где m — число разрядов в коде управления фазовращателями (табл. 7.3). Это выражение может быть использовано как для линейных, так и для двумерных решеток, так как оно определяет ту часть мощности, излученной или принятой каждым элементом, которая в результате отклонения попадает не в главный луч, а в какую-либо другую точку диаграммы. Поэтому L_q относится к «недиссипативным потерям».

Среднеквадратичное значение уровня боковых лепестков

Потери мощности в главном лепестке должны сказаться на уровне боковых лепестков. Поскольку мощность потерь обычно неравномерно распределена по углу, ее суммарное воздействие может быть выражено относительным среднеквадратичным уровнем напряжения

Таблица 7.3
ПОТЕРИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ КВАНТОВАНИЕМ,
И СРЕДНЕКВАДРАТИЧНОЕ ЗНАЧЕНИЕ
УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

Количество разрядов m	$(L_q)_{\text{дБ}}$	$(T\eta_a\sigma_{sl}^2/G_m)_{\text{дБ}}$
3	0,228	—12,9
4	0,057	—18,9
5	0,0142	—24,9
6	0,00356	—30,9
7	0,00089 ¹	—36,9
8	0,00022 ¹	—42,9

¹ В оригинале ошибочно 0,0089 и 0,0022.
(Прим. ред.)

боковых лепестков σ_{sl} . Мощность потерь определяется относительно усиления главного лепестка в соответствии с выражением

$$\frac{\sigma_{sl}^2}{G_m} = \frac{L_q - 1}{l \eta_a} = \frac{\pi^2}{3 \cdot 2^{2m} T \eta_a}, \quad (7.7)$$

где T — количество элементов антенны, η_a — коэффициент использования раскрыва и m — число разрядов квантования фазы. Коэффициент усиления элемента антенны не входит в это выражение, так как он имеет одно и то же значение для выражений, определяющих коэффициент усиления как главного, так и боковых лепестков. Табл. 7.3 показывает, как меняется L_q и нормированный уровень боковых лепестков с изменением m .

Максимальный уровень боковых лепестков

Фазовая ошибка, изображенная на рис. 7.7, является известной систематической ошибкой для любого заданного угла отклонения. Ее влияние на форму боковых лепестков может быть вычислено путем

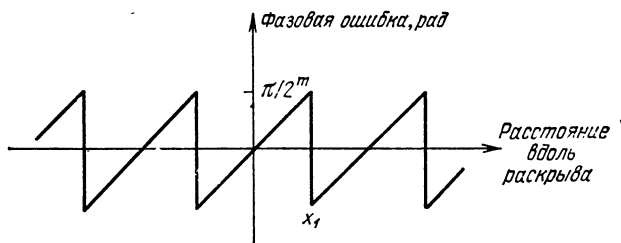


Рис. 7.7. Ошибка квантования фазы.

разложения фазовой ошибки в ряд Фурье. Из этого следует, как показано на рис. 7.8, что диаграмма антенны является приблизительно суммой диаграммы без учета ошибок и свертки этой диаграммы с чле-

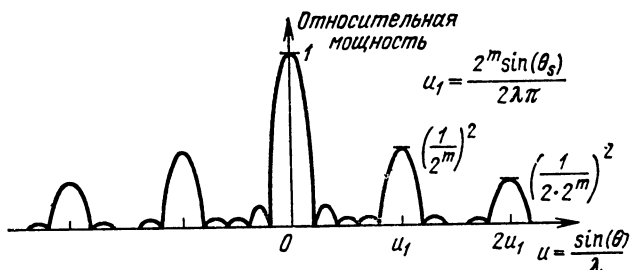


Рис. 7.8. Диаграмма направленности антенны при наличии ошибки квантования фазы.

нами ряда Фурье. Результирующая диаграмма приложима к линейной или двумерной решетке, управляемой по одной координате. Когда угол отклонения луча θ_s (отсчитываемый от нормали к решетке)

увеличивается, боковые лепестки, обусловленные наличием ошибок, отделяются от главного лепестка. Угол смещения каждого бокового лепестка является кратным величине

$$2^m (\sin \theta_s) / 2\pi,$$

где θ_s — угол отклонения главного лепестка в радианах. Отношение мощностей в максимумах бокового и главного лепестков определяется выражением

$$G_i/G_m = (1/i2^m)^2,$$

где i — номер бокового лепестка. Для наибольшего ($i = 1$), появляющегося в результате квантования фазы бокового лепестка, существует простое эмпирическое соотношение

$$(G_1/G_m)_{\text{дБ}} \approx -6m. \quad (7.8)$$

Наконец, такая ситуация, при которой фазовая ошибка падает до нуля (при изменении направления главного лепестка), повторяется каждый раз, когда количество дискретов между фазами следующих один за другим элементов равно целому числу. Это наступает при

$$\left(\frac{2^m}{2\pi} \right) \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin \theta_s = 0, 1, 2, \dots, \quad (7.9)$$

где d/λ — расстояние в длинах волн между соседними элементами антенны. В таких точках при изменении угла θ_s в любом из направлений появляется новая серия боковых лепестков, удаляющихся от главного лепестка. В секторе 180° количество таких точек составляет примерно 2^m .

Ошибка визирования

Для расчета ошибки визирования, обусловленной квантованием может быть использована та же методика, что и для расчета уровня боковых лепестков и положения цели. Только в этом случае производится свертка производной диаграммы направленности антенны в отсутствие ошибок (или диаграммы моноимпульсного разностного луча в случае его использования для угловых измерений) с членами разложения фазовой ошибки в ряд Фурье. Наибольшие ошибки визирования появляются около точек нулевых фазовых ошибок, определяемых уравнением (7.9). При отклонении луча от этих точек ошибка уменьшается пропорционально производной диаграммы направленности антенны [или разностной диаграмме $F_d(\theta)$]. Используя наибольший член ряда Фурье для определения ошибки визирования ε_θ , мы получаем, что

$$2^m \left(\frac{w}{\lambda} \right) \varepsilon_\theta \approx 1,2 \frac{F_d(u'_s)}{F_0} = 1,2 \sqrt{\frac{G_d(u'_s)}{G_0}}, \quad (7.10)$$

где G_d/G_0 — нормированная производная диаграммы направленности антенны или моноимпульсная разностная диаграмма (представленная

в приложении А), $u'_s = (\omega/\lambda) \sin \theta_s$ — нормированный угол отклонения и ω/λ — ширина раскрыва антенны в длинах волн.

На рис. 7.9 показан вид нормированной ошибки в зависимости от угла отклонения для тейлоровского распределения поля в раскрыве при уровне боковых лепестков, равном -30 дБ (приложение А, рис. А.15). Такая относительно большая ошибка, появляющаяся только в 2^m точках в пределах всего угла качания, может быть уменьшена путем введения систематической дефокусировки антенны за счет относительного смещения значений фазового сдвига в разных фазовращателях. Такая дефокусировка приводит к сглаживанию кривой ошибок и уменьшению больших выбросов ошибок. Среднеквадратичное значение оставшейся после компенсации ошибки визирования можно вычислить, если принять, что она случайная, так что отношение энергий сигнала и шума будет равно

$$\mathcal{R} = \frac{3 \cdot 2^m T \eta_a}{\pi^2} = \frac{\sigma_{s1}^2}{G_m} \quad (\text{см. табл. 7.3}). \quad (7.11)$$

Шумовые ошибки рассмотрены нами в гл. 2; введенные в табл. 2.8 выражения могут быть использованы для нахождения значения минимальной среднеквадратичной ошибки квантования путем подстановки выражения (7.11). Следует, однако, иметь в виду, что такая подстановка допустима лишь в том случае, когда приняты меры для уменьшения систематических изменений ошибки визирования, представленных на рис. 7.9. Для моноимпульсной системы, описываемой уравнением (2.27), случайная ошибка квантования может быть таким же путем представлена в виде

$$(\sigma_{\theta_q})_{\min} = \pi/K \sqrt{3 \cdot 2^m T}. \quad (7.12)$$

При нормировании по ширине луча, определяемой половинной мощностью, ошибка равна

$$\frac{(\sigma_{\theta_q})_{\min}}{\theta_3} = \frac{\pi \sqrt{\eta_a}}{k_m 2^m \sqrt{3T}} \approx \frac{1,12}{2^m \sqrt{T}} = \frac{\sigma_\psi}{1,61 \sqrt{T}}, \quad (7.13)$$

где $\sigma_\psi = 2\pi/(2^m \sqrt{12})$ рад — среднеквадратичная ошибка квантования в каждом фазовращателе.

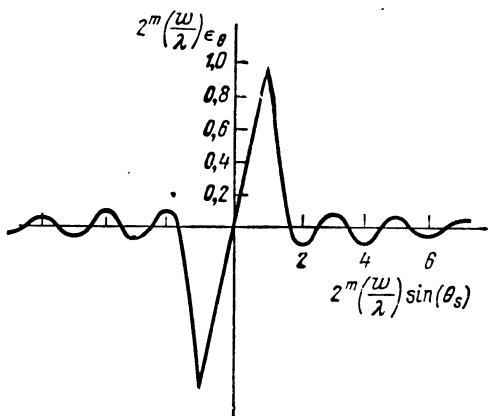


Рис. 7.9. Ошибка визирования в случае квантованного сдвига фаз.

АНАЛИЗ ОШИБОК РАДИОЛОКАТОРА

Назначением данного справочника является изложение теоретических основ анализа ошибок РЛС и сопоставление результатов анализа с расчетными параметрами реальной аппаратуры. С этой целью мы детально рассмотрели влияние шумов, помех, характеристик цели и процесса формирования пачек выборки на точность определения координат. В этой главе мы кратко опишем другие источники ошибок радиолокационных измерений и изложим методику учета оценок отдельных составляющих ошибок при определении общих параметров РЛС.

В первом разделе главы даются определения основных терминов, используемых при рассмотрении ошибок, и показывается, как могут сочетаться различные составляющие ошибки по какой-либо из радиолокационных координат. В последующих разделах главы рассматриваются основы методики анализа ошибок РЛС и ее применение в измерениях угловых координат, дальности и доплеровского сдвига частоты. В каждом случае указываются наиболее серьезные источники ошибок, а также приводятся данные, которые помогут оценить составляющие ошибок, не рассмотренные в этой книге. Два последних раздела главы посвящены анализу ошибок по скорости при дифференцировании радиолокационных данных и вопросам преобразования ошибок из сферической системы координат в декартову и другие.

8.1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОШИБОК

Ошибка некоторого измерения может быть определена как разность между значением, указываемым измерительным прибором, и «истинным» значением измеряемой величины:

$$x = U_{\text{измер}} - U_{\text{ист.}} \quad (8.1)$$

Назначение анализа ошибок заключается в том чтобы, обеспечить такое описание ошибки, которое позволило бы оценить ее величину при любых условиях работы, не прибегая к калибровке или проверке аппаратуры при всех возможных сочетаниях внешних условий. В общем случае ошибка меняется в течение времени измерения при изменении величины измеряемого параметра, а также при изменении внешних условий.

Общепринято делить ошибку на систематическую (или смещение¹⁾) и случайную (шумовую) составляющие. Первая составляющая характеризуется своей предсказуемостью и может быть скорректирована, по крайней мере частично, путем калибровки измерительного прибора

¹⁾ В советской технической литературе этот термин не применяется.
(Прим. ред.)

до и после измерения. В предельном случае, когда эта ошибка не зависит от условий измерения, ее величине будет соответствовать постоянное число, вычитание которого из всех значений, полученных при измерениях, обеспечит правильные данные. Однократная калибровка в этом случае позволит определить значение начальной систематической ошибки и свести к нулю конечную. В более общем случае ошибка будет принимать какое-либо значение в ограниченном интервале величин, центрированных относительно среднего значения ошибки (или истинной систематической ошибки), как это изображено на

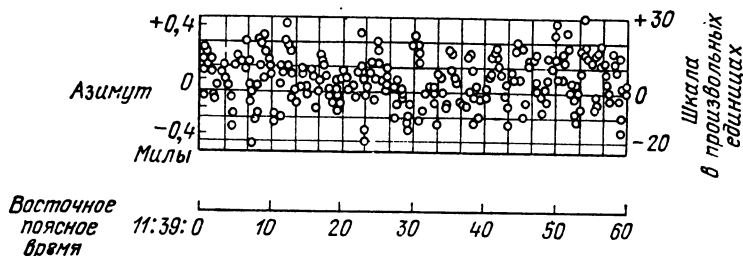


Рис. 8.1. Типичная картина ошибок РЛС сопровождения, полученная с помощью оптического прицела (1 мил = $1/6400$ от 360° или $3,37'$).

Дальность от 25,6 до 26,5 км; отношение сигнал/шум 13 дБ; ширина полосы следящей системы 1,5 Гц; $\sigma = 0,164$ мила.

рис. 8.1 и 8.2. Для любого ряда, состоящего из n значений ошибки, эта средняя ошибка может быть определена из выражения

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i. \quad (8.2)$$

В число других терминов, используемых для определения величины ошибки, входят максимальное значение ошибки x_m , размах значений ошибки x_p , среднееквадратичное значение ошибки x_{rms} и вероятное значение ошибки x_{50} . Среднееквадратичное значение ошибки определяется при любом распределении выражением

$$(x_{rms})^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2. \quad (8.3)$$

Таким образом x_{rms} точно соответствует своему названию: это квадратный корень из среднего значения квадратов отдельных значений ошибки. Вероятное значение ошибки — это значение, превышаемое в 50% отсчетов.

В тех случаях, когда средняя ошибка не равна нулю, среднееквадратичная ошибка может быть выражена суммой систематической ошибки и случайных составляющих ошибки, сложенных «среднееквадратичным способом»:

$$(x_{rms})^2 = \bar{x}^2 + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2. \quad (8.4)$$

Это соотношение не ограничено каким-либо специальным классом ошибок и может быть использовано для любого произвольного или полученного в результате измерений распределения значений ошибок. Так, например, кривая рис. 8.2 была получена на основании экспериментальных данных, приведенных на рис. 8.1, путем простого подсчета ошибок, возникающих в пределах каждого интервала шкалы, равного трем делениям (0—2, 3—5 и т. д.), и построения плавной кривой, проходящей через полученные точки. Среднеквадратичные ошибки были рассчитаны по выражению (8.3). Кривая эквивалентного нормального рас-

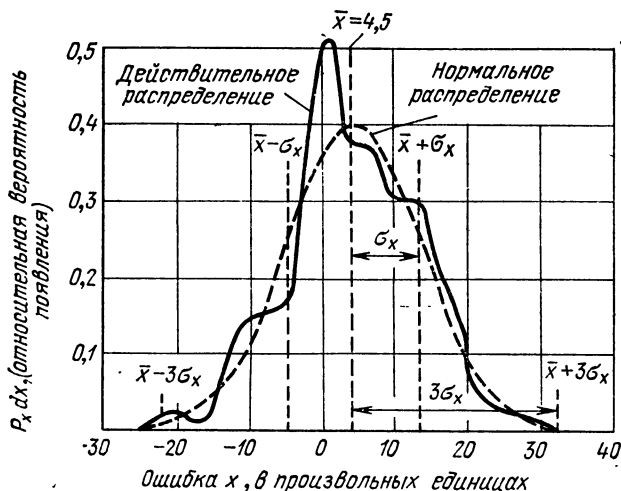


Рис. 8.2. Распределение ошибки при типичном радиолокационном сопровождении. (Для сравнения приведена кривая нормального распределения.)

Среднее значение ошибки $\bar{x}=4,5$; среднеквадратичная ошибка — 10,2; размах — 54; стандартное отклонение $\sigma_x=9,2$.

пределения (с эквивалентными значениями \bar{x} и σ_x , определение которых дается в дальнейшем) приведена, чтобы показать, насколько удачно эти данные могут быть аппроксимированы простым математическим законом распределения.

Амплитудное распределение

В большинстве практических случаев значения ошибок распределены в соответствии с нормальным распределением или с гауссовой кривой, симметричной относительно среднего значения x . Эта кривая определяется плотностью вероятности

$$dP_x = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp \left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma_x^2} \right] dx. \quad (8.5)$$

Это то же распределение, которое использовано для описания напряжения шума по промежуточной частоте радиолокационного приемника.

Стандартное отклонение величины x при таком распределении, обозначаемое как σ_x , является просто среднеквадратичным значением шумовой составляющей ошибки:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2. \quad (8.6)$$

Квадрат стандартного отклонения является дисперсией ошибки. Хотя использование термина «стандартное отклонение» должно быть ограничено случаями, когда принято нормальное распределение, символ σ_x

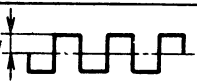
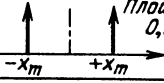
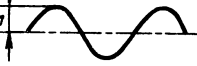
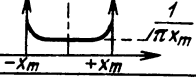
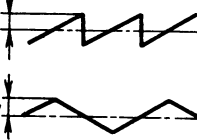
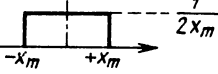

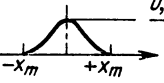
Форма сигнала ошибки	σ_x	Размах ошибки	Распределение ошибки
 Прямо- угольная	x_m	$2x_m = 2\sigma_x$	 Площадь 0,5
 Синусо- идальная	$\frac{x_m}{1,4}$	$2x_m = 2,8\sigma_x$	 $\frac{1}{\pi x_m}$
 Пилооб- разная или Треуголь- ная	$\frac{x_m}{\sqrt{3}}$	$2x_m = 3,46\sigma_x$	 $\frac{1}{2x_m}$
 Шумовая	$\frac{x_m}{3}$	$2x_m = 6\sigma_x$	 $\frac{0,3989}{\sigma_x}$

Рис. 8.3. Соотношения между среднеквадратичным значением, максимальным значением и размахом ошибок.

часто применяется для определения среднеквадратичного значения любого типа случайной ошибки и в дальнейшем будет использован в этом же смысле. Вероятная ошибка x_{50} определяется для случая нормального распределения выражением

$$x_{50} = 0,6745\sigma_x. \quad (8.7)$$

Для описания ошибок с неизвестными параметрами часто используется нормальное распределение, очень близко аппроксимирующее распределение многих реальных ошибок. В большинстве случаев, когда ошибка имеет «шумовой» характер, наблюдаемая максимальная ошибка соответствует отклонению в $3\sigma_x$ от среднего значения, а размах ошибки равен примерно $6\sigma_x$. Вероятность превышения отклонения в 3σ при нормальном распределении составляет 0,3%, иными словами, только одно из 300 независимых наблюдений будет отклоняться от среднего значения на величину, превышающую 3σ . Если в системе с полосой пропускания в несколько герц производится серия отсчетов в течение одной минуты, можно ожидать лишь одно или два превыше-

ния значения 3σ . Если данные распределены по нормальному закону, отклонение в 4σ будет наблюдаться один раз за 20 или 30 таких серий-отсчетов, что вполне оправдывает использование значения 3σ для максимальной ошибки.

Сигнал ошибки, вносимый каким-либо одним элементом системы, может иметь форму одной из регулярных кривых, например, из числа изображенных на рис. 8.3, а не случайной гауссовой кривой. Следует отметить, что кривые приведены в порядке возрастания отношения максимальной ошибки к среднеквадратичной, причем значение этого отношения меняется от единицы для кривой прямоугольной формы до трех для кривой случайного шума. Максимальная ошибка в случае истинного гауссова шума имеет бесконечно большое значение, однако, как было показано выше, превышение уровня даже в 3σ происходит очень редко.

Временные функции и частотные спектры

Изменение ошибки во времени и появляющийся в результате этого частотный спектр ошибки являются очень важными факторами в классификации и описании характеристик системы сопровождения и должны быть известны для определения результатов сглаживания и дифференцирования. Определенная выше систематическая ошибка, сохраняющая достаточно постоянное значение в течение периода времени, значительно превышающего период времени калибровки и работы системы, может быть устранена путем калибровки. Таким образом, ее значение с точки зрения анализа ошибок очень незначительно. Остаточная систематическая ошибка, наблюдаемая часто при испытаниях и налаживании аппаратуры, рассматривается как такая часть ошибки, которая не должна меняться в течение периода испытания или работы. Этот период может не превышать нескольких секунд или одной минуты. Когда ошибки зависят от измеряемой величины, скорость, с которой эта величина изменяется, определяет, какая часть ошибки является систематической и какая — случайной. По этим соображениям при анализе ошибок нельзя провести резкую границу, разделяющую систематическую и случайную составляющие. Следует выбрать произвольный отрезок времени, и те ошибки, которые не меняются сколько-нибудь значительно в течение этого времени, могут быть классифицированы как систематические.

Спектр частот ошибки может быть получен из временной функции каким-либо из методов гармонического анализа, основанным на использовании интеграла или преобразования Фурье. На рис. 8.4 приведен типичный спектр ошибки для системы сопровождения по угловой координате. Истинной систематической ошибке соответствует «импульсная функция» на нулевой частоте бесконечно малой ширины с площадью σ_s^2 , равной \bar{x}^2 . Кажущаяся систематическая ошибка, наблюдаемая в течение интервала времени более короткого, чем t_0 , представлена площадью σ_b^2 , расположенной под кривой спектральной плотности между нулевой частотой и частотой $f_1 = 1/(2t_0)$. Выше частоты f_1 расположена

низкочастотная составляющая ошибки, которая может быть аппроксимирована марковским спектром

$$W_a(f) = W_0 \frac{f_a^2}{f_a^2 + f^2}. \quad (8.8)$$

Дисперсия этой составляющей равна интегралу от W_a в пределах от нуля до бесконечности:

$$\sigma_a^2 = (\pi/2) W_0 f_a. \quad (8.9)$$

Низкочастотная составляющая соответствует спектру, который получается, когда широкополосный (белый) шум проходит через однозвен-

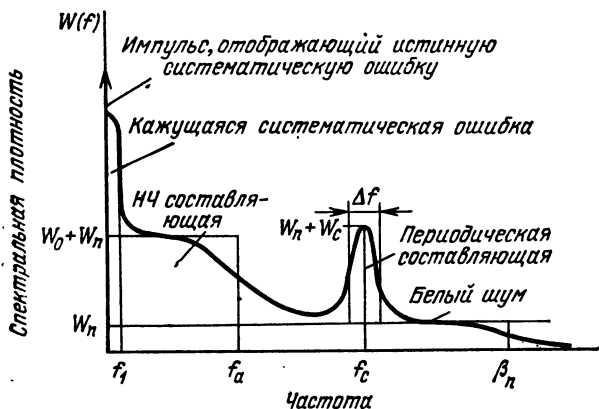


Рис. 8.4. Типичный спектр ошибки сопровождения по угловой координате.

ный фильтр нижних частот, состоящий из последовательно включенного резистора и параллельно включенного конденсатора, с постоянной времени $RC = t_a = 1/(2\pi f_a)$.

За частотой f_a на рис. 8.4 видны еще две составляющие ошибки. Случайная составляющая или составляющая, обусловленная белым шумом, простирается с равномерной спектральной плотностью W_n до границ наблюдаемого спектра, определяемых полосой пропускания измерительного устройства. Дисперсия случайной (шумовой) ошибки равна

$$\sigma_n^2 = W_n \beta_n. \quad (8.10)$$

На шумовую составляющую наложена гармоническая составляющая, занимающая узкую полосу частот, расположенных симметрично относительно f_c . Если эта составляющая является чистой синусоидой, определяемой уравнением $x_c = X_c \sin(2\pi f_c t)$, она отобразится импульсной функцией с площадью $\sigma_c^2 = X_c^2/2$ на частоте f_c . В спектре, полученном экспериментально за конечный период времени, эта площадь займет узкую полосу частот, и ошибка может быть аппроксимирована прямоугольным спектром с амплитудой W_c и шириной Δf , выбранным так, чтобы $\sigma_c^2 = W_c \Delta f$.

Дисперсия полной ошибки определяется всей площадью под кривой спектра

$$\sigma_x^2 = \int_0^{\infty} W(f) df = \sigma_0^2 + \sigma_b^2 + \sigma_a^2 + \sigma_n^2 + \sigma_c^2. \quad (8.11)$$

В рассмотренном случае ни одна из ошибок не коррелирована с какой-либо другой, так что результирующая дисперсия может быть получена по правилу суммирования дисперсий. Можно было бы ожидать, что две систематические составляющие будут складываться непосредственно, а не по правилу среднеквадратичного суммирования. Однако площадь σ_b^2 представляет собой медленно меняющуюся ошибку, знак которой то совпадает со знаком истинной систематической составляющей, то противоположен ей. При оценке по большому числу интервалов, длительность каждого из которых равна t_0 , сумма $(\sigma_0^2 + \sigma_b^2)^{1/2}$ будет являться среднеквадратичным значением наблюдаемой систематической ошибки, а ее вероятное значение будет составлять приблизительно 67% от этого значения в соответствии с нормальным распределением.

8.2. ОБЩАЯ МЕТОДИКА АНАЛИЗА ОШИБОК

Анализ ошибок радиолокационных измерений является сложной проблемой, так как многие из основных составляющих ошибки зависят от дальности, угла места, интенсивности сигнала, динамических характеристик цели и состояния окружающей среды. Если заданы параметры РЛС, а также характеристики цели и окружающей среды, уровень ошибки для определенной точки пространства обзора может быть рассчитан как среднеквадратичная сумма всех отдельных составляющих, вычисленных для этой точки. Однако в тех случаях, когда нас интересует определение ошибок во всей зоне обзора РЛС, такая процедура слишком трудоемка. Чтобы упростить такие вычисления, мы кратко опишем ниже общую методику, которая может быть использована для любой измеряемой координаты и которая основана на делении зоны обзора на четыре области: а) область оптимальной точности, в которой могут быть реализованы все инструментальные возможности РЛС; б) область больших дальностей, в которой преобладающим источником ошибок являются тепловые шумы; в) область малых дальностей, в которой преобладают флуктуации координат и так называемые динамические ошибки, обусловленные отставанием следящей системы; г) область малых углов места, в которой преобладает влияние многопутности распространения, отражений от поверхности земли и рефракции.

Эти области не являются взаимно исключаящими, и их границы не могут быть определены точно. Тем не менее могут быть установлены рубежи, на которых случайные составляющие ошибок достигают уровня, соизмеримого с уровнем инструментальных ошибок. Таким образом, определяются внешние границы зоны обзора по значениям дальности или угла места, при которых ошибки настолько возрастают, что делают невозможным дальнейшее сопровождение цели, а также промежуточные зоны, в которых сопровождение еще возможно с пониженной точностью.

Когда среднеквадратичная ошибка по какой-либо координате достигает примерно одной шестой величины элемента разрешения, сопровождение становится неустойчивым. Вследствие этого минимальное отношение разрешающей способности к инструментальной ошибке как по угловым координатам, так и по дальности и доплеровскому сдвигу (beamsplitting ratio or interpolation ratio) должно быть приблизительно шесть к одному. Динамический диапазон ошибок является отношением максимальной ошибки к среднеквадратичной инструментальной ошибке, уровень которой устанавливается по одной или нескольким составляющим ошибки, не зависящим от координат и движения цели. Рассмотренные ниже примеры показывают, что отношение разрешающей способности к инструментальной ошибке, превышающее 100:1, очень трудно реализовать и что во многих системах это отношение ограничено значением примерно 10:1. Для систем с небольшим динамическим диапазоном ошибок (многих РЛС обнаружения, характеризующихся значением указанного соотношения, меньшим чем 2:1) часто отказываются от подробного анализа ошибок. Он становится необходимым лишь в тех случаях, когда требуется уточнение данных путем сглаживания или выбора экспериментальных зависимостей по кривым за большой период времени. В этих случаях информация о спектральном распределении энергии ошибки предельно необходима.

Перечисленные ниже основные этапы анализа ошибок будут в дальнейшем подробно пояснены примерами измерений, производимых РЛС сопровождения и обнаружения.

1. *Область оптимальной точности.* РЛС характеризуется «минимальным уровнем ошибки» или инструментальной ошибкой σ_e по каждой измеряемой координате. Эта ошибка является суммой тех составляющих, которые для рассматриваемого класса целей по существу не зависят от интенсивности сигнала, динамических характеристик цели, дальности и угла места. В большинстве случаев ошибка σ_e может быть рассчитана или оценена по проектным данным или данным испытаний РЛС. Область оптимальной точности определяется как часть зоны обзора, в которой случайные составляющие ошибок не превосходят σ_e , а полная ошибка не превосходит $\sqrt{2}\sigma_e$.

2. *Требуемое отношение сигнал/шум.* Перед тем, как перейти к расчету границы перехода в область больших дальностей, мы находим энергетический коэффициент \mathcal{R} и отношение сигнал/шум S/N , требуемые для того, чтобы ошибка, обусловленная тепловыми шумами, была равна σ_e при условии, что РЛС работает с минимально возможной полосой пропускания β_n следящей системы или с максимально допустимыми интервалами наблюдения t_0 .

3. *Граница перехода в область больших дальностей.* Из уравнения радиолокации мы находим граничное значение дальности перехода R_2 , на которой обеспечиваются требуемые энергетический коэффициент \mathcal{R} и отношение сигнал/шум S/N . Если требуемое отношение S/N меньше единицы, вместо R_2 следует взять опорное значение дальности R_0 , для которого отношение S/N равно единице, так как при больших значениях дальности наступает резкое нарушение режима работы следящей системы и изменение полосы частот.

4. *Линейные ошибки определения положения цели.* Для рассматриваемого типа цели ошибки, обусловленные флюктуациями цели и динамическими ошибками, мы рассчитываем как линейное смещение сопровождаемой точки относительно истинного центра цели в условиях, когда РЛС работает с максимально допустимой для малых дальностей полосой пропускания следящей системы. Динамические ошибки равны скорости (м/с) и ускорению (м/с²) цели, деленным на соответствующие коэффициенты ошибки следящей системы [11]. Полная линейная ошибка σ_L получается, как среднеквадратичная сумма ошибок из-за флюктуаций координат и динамических ошибок.

5. *Граница перехода в область малых дальностей.* В этом случае находят граничное значение дальности R_1 , при котором инструментальная ошибка σ_e эквивалентна линейной ошибке (при определении границы исходя из допустимых угловых ошибок это значение дальности, удовлетворяющее условию $R_1\sigma_e = \sigma_L$). При рассмотрении случая систем сопровождения, в которых не производится компенсация «геометрического ускорения»¹⁾ прямолинейной траектории цели [11], мы должны произвести проверку, чтобы убедиться, что составляющая ошибки, обусловленная этим ускорением, не преобладает на дальности R_1 над динамической ошибкой. Если такое преобладание имеет место, граничное значение дальности перехода должно быть увеличено, чтобы полная ошибка из-за динамических ошибок и флюктуаций угловых координат уложилась в значение σ_e .

6. *Ошибки, обусловленные отражением от поверхности земли, в зависимости от угла места.* Используя отражательную способность наземных источников помех σ^0 и уравнение (5.11), мы выражаем отношение сигнал/помеха S/I как функцию коэффициента боковых лепестков суммарного канала либо для дальности R_1 , либо для максимального значения дальности R_c , на которой источники местных помех еще находятся в пределах линии визирования. Для учета неровностей земной поверхности используется сглаженная кривая среднеквадратичных значений антенной диаграммы (как на рис. 5.5), на основе которой вычерчивается зависимость S/I от угла места. Это непосредственно дает нижний предел надежного сопровождения E_{min} , при котором $S/I = 1$ на дальности R_1 или R_c , в то время, как значение E_{min} для других дальностей может быть вычислено на базе известной зависимости σ^0 и S/I от дальности. После этого по уравнениям гл. 5 рассчитывается и вычерчивается в функции угла места ошибка, обусловленная отражениями от местных предметов. По равенству значений ошибок из-за отражений от местных предметов значению σ_e находится граница перехода в область малых углов места E_1 .

Учет атмосферных помех или помех от ленточных отражателей при определении границ по дальности и углу места производится с помощью таких же вычислений.

¹⁾ Ускорение, обусловленное геометрией системы, например ускорение по азимуту при прямолинейной траектории цели, движущейся с постоянной скоростью, когда скорость изменения азимута является функцией угла между направлением на цель и нормалью к траектории. (Прим. ред.)

7. *Зависимость ошибок, вызываемых многопутностью распространения от угла места.* Используя сглаженную диаграмму направленности по углу места при соответствующем коэффициенте отражения земной поверхности ρ , мы в соответствии с уравнениями гл. 5 рассчитываем и вычерчиваем кривую ошибок, вызываемых многопутностью распространения, как функцию угла места цели E_t . Значения диаграммы отсчитываются в зависимости от характера отражения на уровне E_t или $2E_t$ ниже оси. По этой кривой можно определить границу перехода в область малых углов места по значению ошибки, равной σ_e . Эта граница не зависит от дальности цели. Кроме того, ошибка, вызываемая многопутностью и достигающая одной шестой ширины элемента разрешения при некотором угле выше горизонта, явится границей области устойчивого сопровождения целей E_{min} независимо от дальности.

8. *Тропосферные флуктуации.* Ошибки из-за тропосферных флуктуаций находятся по данным приложения Г, в которых длина пути L соответствует цели с координатами R_2, E_2 и R_1, E_1 (или R_1, E_2 , если эти параметры являются верхним пределом). Эта проверка необходима для того, чтобы убедиться, что ошибка из-за флуктуаций в этих областях значительно меньше, чем σ_e . Если ошибки превышают значение $\sigma_e/2$, производится перерасчет ошибок для других значений E_1 или E_2 с тем, чтобы получить полную ошибку не выше, чем $\sqrt{2}\sigma_e$.

9. *Остаточная систематическая ошибка, обусловленная рефракцией.* Необходимо проверить, что как по углу места, так и по дальности остаточная ошибка после введения поправки на среднее значение систематической ошибки значительно меньше, чем σ_e . Полные систематические ошибки отсчитываются по данным рис. Г.2 и Г.3 для цели с координатами R_2, E_2 , а процент остаточной систематической ошибки оценивается в соответствии с принятой методикой введения поправки. Возможные ионосферные ошибки отсчитываются по данным рис. Г.19 и Г.20. Если остаточная тропосферная или ионосферная ошибки превышают $\sigma_e/2$, необходимо снова пересчитать границу перехода в область малых углов места E_2 таким образом, чтобы полная ошибка была меньше, чем $\sqrt{2}\sigma_e$.

10. *Полная зона обзора.* Максимальная и минимальная дальности сопровождения устанавливаются на базе вычисленных выше значений R_0 и σ_L , так как устойчивость сопровождения не может быть гарантирована на дальностях, много больших R_0 , причем цель будет потеряна при достижении значения σ_L , примерно равного одной шестой ширины элемента разрешения. Для описания зоны сопровождения РЛС эти границы наносятся вместе со значением E_{min} на вертикальном графике обзора. Для определения области оптимальной точности, а также других областей, в которых преобладают другие типы ошибок, наносятся кривые, соответствующие параметрам R_1, E_1, R_2 и E_2 . После проверки полученных кривых может оказаться необходимым рассчитать дальности и углы места, соответствующие другому уровню ошибок, промежуточному между σ_e и одной шестой ширины элемента разрешения.

11. *Дискретные помехи.* После установления областей, в которых шумы, местные предметы, многопутность распространения и динамические параметры цели могут ограничить точность сопровождения, следует рассмотреть ошибки, обусловленные помехами от дискретных источников: отражениями от больших неподвижных предметов, принимаемых боковыми лепестками; отражениями от объектов, находящихся вблизи от сопровождаемой цели, принимаемых главным лепестком; паразитными сигналами от интенсивных активных электромагнитных источников, расположенных в любом месте зоны обзора. Помехи от дискретных отражающих объектов ограничены областью, соответствующей небольшому числу элементов разрешения, в которой они могут создать значительные ошибки в течение коротких интервалов в процессе сопровождения. Активные помехи труднее охарактеризовать, если не сформулирована конкретная задача. Так как ошибки, обусловленные как пассивными дискретными, так и активными источниками являются переходными и могут выпасть из пределов нормального распределения, присущего другим составляющим ошибки, они обычно не включаются в расчет полной ошибки в качестве дополнительных среднеквадратичных членов. Вместо этого целесообразно описать такие комбинации условий, которые приводят к значительным ошибкам из-за наличия дискретных источников помехи, а также могут явиться причиной потери сопровождения. Во многих случаях при проектировании систем могут быть предусмотрены некоторые меры, чтобы корректировать ошибки на выходе, когда они превышают некоторое критическое значение, и возобновлять сопровождение, которое может быть потеряно под действием дискретных помех.

8.3. АНАЛИЗ УГЛОВЫХ ОШИБОК

В различных разделах этой книги рассматриваются следующие источники угловых ошибок: а) тепловые шумы (гл. 2); б) помехи от местных предметов и активные помехи (гл. 5); в) многопутные отражения (гл. 5); г) флуктуации координат цели и амплитуды отраженного сигнала (гл. 6); д) ошибки квантования и ошибки, присущие антенным решеткам (гл. 7); е) отставание следящей системы, обусловленное динамическими параметрами цели (приложение А, а также [11]); ж) условия распространения в атмосфере (приложение Г).

Прежде чем объединить этот материал в описание полной угловой ошибки, мы кратко рассмотрим также другие составляющие ошибки, присущие большинству реальных систем: и) ошибки, свойственные моноимпульсной схеме и к) ошибки, вызываемые несовершенством следящей системы и механики.

Сначала будут рассмотрены проблемы, связанные с механическими устройствами точного сопровождения, а затем они будут обобщены и на системы с электронным управлением (антенные решетки).

Ошибки моноимпульсной схемы

Основные элементы моноимпульсной системы амплитудного сравнения приведены на рис. 8.5. Электрическим элементам системы присущи два типа ошибок:

ошибки до суммарно-разностной схемы $d_1 = 1 + a_1 + j\varphi_1$,

ошибки после суммарно-разностной схемы $d_2 = 1 + a_2 + j\varphi_2$.

Принимается, что ошибки разбаланса амплитуд a_1 и a_2 малы относительно единицы, а ошибки рассогласования фаз φ_1 и φ_2 малы относительно одного радиана. Ошибка до суммарно-разностной схемы связана с высокочастотными элементами и часто определяется через относительную глубину нулевой зоны G_n разностной диаграммы, рав-

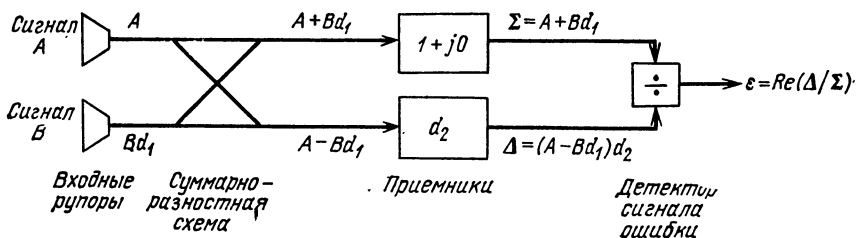


Рис. 8.5. Ошибки моноимпульсной схемы.

ной отношению максимума суммарной диаграммы к значению разностной диаграммы в точке минимума (рис. 5.5):

$$G_n = G_1/G_3 = 4/\varphi_1^2. \quad (8.12)$$

Если ограничиться членами первого и второго порядков, то смещение нулевого положения по отношению к идеальной системе (без ошибок) может быть выражено через напряжение ошибки следующим образом:

$$\varepsilon(0) = \text{Re}\left(\frac{\Delta}{\Sigma}\right)_0 = \frac{-a_1}{2} - \frac{a_1 a_2}{2} + \frac{a_1^2}{4} + \frac{\varphi_1 \varphi_2}{2} + \frac{\varphi_1^2}{4}. \quad (8.13)$$

Нормированная крутизна характеристики разностного канала, связывающая это напряжение с углом, равна

$$k_m = \frac{\theta_3}{\Sigma} \frac{\partial \Delta}{\partial \theta} \text{ [уравнение (2.9)]}.$$

Таким образом, напряжение ошибки ε эквивалентно угловой ошибке $\Delta\theta = \varepsilon\theta_3/k_m$, что позволяет с помощью этого масштабного коэффициента выразить (8.13) в угловых единицах.

Ошибка моноимпульсной схемы влияет также на крутизну разностного сигнала, изменяя значение k_m при отсутствии ошибок до значения k'_m , определяемого выражением

$$\frac{k'_m}{k_m} = 1 + a_2 + \frac{a_1^2}{4} - \varphi_1 \varphi_2 - \frac{3\varphi_1^2}{4} \quad (8.14)$$

(если сохранить только члены первого и второго порядка).

Практически значительная доля ошибки до суммарно-разностной схемы компенсируется путем соответствующей ориентировки облучателя или установки нуля шкалы системы передачи данных для центрирования «высокочастотного нуля» системы (измеренного, например, с помощью приемного оборудования, тщательно выверенного для получения идеальных параметров, $a_2 = \varphi_2 = 0$). При этом нулевая точка отсчета смещается на величину

$$\varepsilon_0 = \frac{a_1}{2} - \frac{a_1^2}{4} - \frac{\varphi_1^2}{4}. \quad (8.15)$$

Если считать, что ошибки до суммарно-разностной схемы сохраняются постоянными, появление ошибок после этой схемы (связанных обычно с изменением усиления и фазы в активных элементах приемной системы) обусловит результирующий сигнал ошибки

$$\varepsilon_2 = \varepsilon(0) - \varepsilon_0 = \varphi_1 \varphi_2 / 2. \quad (8.16)$$

Соответствующая ошибка в угловых единицах в этом случае равна

$$(\Delta\theta)_2 = \frac{\theta_3 \varphi_1 \varphi_2}{2k_m} = \frac{\theta_3 \varphi_2}{k_m \sqrt{G_n}}. \quad (8.17)$$

Среднеквадратичное значение ошибки σ_θ , обусловленное ошибкой после суммарно-разностной схемы и после центрирования высокочастотного нуля, находится по уравнению (8.17) путем подстановки среднеквадратичного значения φ_2 . Причинами изменения фазы после суммарно-разностной схемы могут быть следующие факторы:

1. Настройка приемника, не обеспечивающая центрирования сигнала относительно полосы пропускания по промежуточной частоте.
2. Колебания уровня мощности сигнала на входе приемника.
3. Воздействие температуры на элементы приемника.

Дополнительно могут, конечно, появляться изменения ошибок a_1 и φ_1 до суммарно-разностной схемы, возникающие после калибровки и приведения к нулю. Эти изменения вызовут смещение нулевой точки в соответствии с уравнением (8.13) и причинами его следует считать следующие факторы:

4. Изменение рабочей частоты в пределах полосы частот.
5. Влияние окружающей температуры или нагрева солнцем высокочастотных элементов.
6. Изменения поляризации принимаемого сигнала.

В фазовых моноимпульсных системах цепи, чувствительные к сигналу ошибки, работают таким образом, что во всех приведенных выше уравнениях ошибки следует произвести взаимную замену параметров a_1 и φ_1 . Глубина нулевой зоны равна $G_n = 4/a_1^2$, так что последнее выражение в уравнении (8.17) остается без изменения.

Ошибки следящей системы и механики

Как основные источники, так и величины ошибок следящей системы и механических узлов почти полностью определяются особенностями конструкции узлов РЛС, и мы не будем пытаться их обобщить.

При расчетах механической системы точного сопровождения в процессе проектирования должны быть рассмотрены, для получения возможности оценки ошибок, по крайней мере, следующие проблемы: а) крутящий момент, возникающий на антенне из-за ветра и силы тяжести, и результирующее смещение нуля следящей системы; б) механическое отклонение антенны и ее опоры, обусловленное крутящим моментом из-за ветра и силы тяжести, а также ускорением в процессе сопровождения; в) электрические шумы и дрейф в усилителях следящей системы; г) возможность точной установки оси радиолокатора в заданной системе координат и стабильность этой установки во времени при изменении температуры и при различных рабочих нагрузках; д) точность изготовления подшипников на всех осях и точность сочленения шестерен механизма передачи выходных данных.

Чтобы получить инструментальную ошибку σ_e , используемую в анализе ошибок, необходимо вычислить среднеквадратичную сумму систематической и шумовой ошибок вместе с ошибками квантования (или аналоговыми) в устройствах, вырабатывающих выходные данные, и ошибками моноимпульсной схемы. В системах с последовательным переключением луча или в системах непрерывного обзора ошибки моноимпульсной схемы заменяются ошибками, обусловленными флуктуациями амплитуды эхо-сигнала.

Пример моноимпульсной системы сопровождения

Чтобы пояснить методику расчета на примере моноимпульсной РЛС точного сопровождения, будут взяты опубликованные ранее [11] характеристики РЛС AN/FPS-16 и средней величины самолет в качестве цели. Этапы расчета расположены в порядке общей методики, описанной выше в разд. 8.2.

1-й этап. Оптимальная точность. Согласно справочным данным инструментальная ошибка как по азимуту, так и по углу места может быть принята равной [11]

$$\sigma_e = 0,1 \text{ мрад.}$$

2-й этап. Требуемое отношение сигнал/шум. В справочных данных приведены следующие параметры радиолокатора:

$$\begin{aligned} B &= 1,6 \text{ МГц,} & \beta_n &= 0,5 \text{ Гц (мин),} \\ \tau &= 1,0 \text{ мкс,} & \theta_3 &= 20 \text{ мрад,} \\ b_r &= 160 \text{ пер/с,} & k_m &= 1,57. \end{aligned}$$

Отсюда мы рассчитываем

$$\begin{aligned} L_m &= 1,0 \text{ дБ (рис. 3.17),} \\ n &= \frac{b_r}{2\beta_n} = 160 \text{ [уравнение (1.25)],} \\ \mathcal{R} &= \left(\frac{\sigma_3}{\sigma_\theta k_m} \right)^2 = 16\,200 \text{ [уравнение (2.34)],} \\ \frac{S}{N} &= \frac{\mathcal{R}}{2nL_m} = 40 \text{ [уравнение (1.30)]} \end{aligned}$$

(считая пренебрежимо малыми потери, обусловленные слишком широким стробом и рассогласованием видеоцепей).

3-й этап. Граница перехода в область больших дальностей. Для расчета требуются следующие дополнительные параметры РЛС и цели:

$$\begin{aligned} P_t &= 1,0 \text{ МВт}, & \overline{N\overline{F}}_0 &= 10 \text{ дБ}, \\ G_t = G_r &= 44,5 \text{ дБ}, & L &= 4 \text{ дБ}, \\ \lambda &= 5,6 \text{ см}, & \overline{\sigma} &= 5 \text{ м}^2. \end{aligned}$$

Согласно уравнению радиолокации

$$\begin{aligned} R_0 &= \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \overline{\sigma}}{(4\pi)^3 k T_0 \overline{N\overline{F}}_0 B L} \right]^{1/4} = 440 \text{ км или } 240 \text{ морских миль}, \\ R_2 &= R_0 \left(\frac{S}{N} \right)^{-1/4} = 175 \text{ км или } 95 \text{ морских миль}. \end{aligned}$$

4-й этап. Линейная ошибка определения положения цели. Мы принимаем для малых дальностей следующие параметры цели и следящей системы:

$$\begin{aligned} L_x &= 20 \text{ м}, & L_{nx} &= 14 \text{ м}, & K_v &= 500 \text{ с}^{-1}, \\ v_t &= 300 \text{ м/с}, & a_t &= 5 \text{ м/с}^2, & \beta_n &= 6 \text{ Гц (max)}, \end{aligned}$$

откуда получаем

$$K_a \approx 2,5\beta_n^2 = 90 \text{ с}^{-2} \text{ (приложение В)},$$

ошибка из-за флуктуации угловых координат

$$0,35L_{nx} = 5 \text{ м [уравнение (6.7)]},$$

динамическая ошибка, обусловленная скоростью,

$$v_t/K_v = 0,6 \text{ м},$$

динамическая ошибка, обусловленная ускорением,

$$a_t/K_a = 0,055 \text{ м},$$

линейная ошибка

$$\sigma_L = (5^2 + 0,6^2 + 0,055^2)^{1/2} \approx 5 \text{ м}.$$

5-й этап. Граница перехода в область малых дальностей. Пренебрегая геометрическим ускорением, получаем

$$R_1 = \sigma_L/\sigma_e = 50 \text{ км или } 27 \text{ морских миль}.$$

Для прямолинейной траектории цели на этой дальности максимальное геометрическое ускорение по азимуту равно

$$(\ddot{A})_{\max} \approx 0,65 (v_t/R_1)^2 = 0,02 \text{ мрад/с}^2.$$

Результирующая динамическая ошибка пренебрежимо мала на этой дальности и будет оставаться меньше ошибки из-за флуктуаций угловых координат на всех дальностях, на которых еще возможно сопровождение. Динамическая ошибка по углу места будет еще меньше.

6-й этап. Ошибки из-за протяженных местных помех. Мы можем принять отражательную способность земной поверхности за пределами дальности визирования $R_c = 20$ км равной $\sigma^0 = 0,005$. На этой дальности получаем

$$\frac{S}{I} = \frac{\bar{\sigma} G_{st} G_{sr}}{\sigma^0} \frac{L_p}{R \theta_a} \frac{2}{\tau c} = 0,022 G_{sr}^2 \text{ [уравнение (5.11)]}.$$

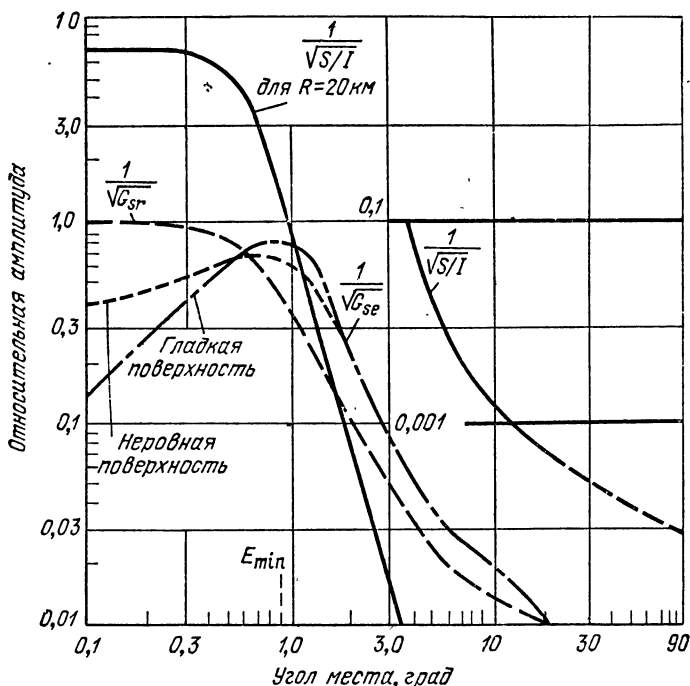


Рис. 8.6. Типичные сглаженные диаграммы антенны и отношения сигнала к помехе S/I .

Сглаженный график диаграммы рис. 5.5 приведен на рис. 8.6 вместе с графиком S/I для дальности R_c . Нижний предел угла места на этой дальности составляет $E_{min} \approx 0,9^\circ$ для $S/I = 1$. В случае самолета, пролетающего с большой скоростью над источниками местных помех, среднеквадратичная ошибка может быть вычислена, если принять, что мощность эхо-сигналов от местных предметов равномерно распределена между спектральными линиями частоты повторения импульсов, так что

$$n_e = f_r t_0 = f_r / 2\beta_n = 13,3,$$

$$\sigma_A = \frac{\theta_a}{k_m \sqrt{2(S/I) n_e}} = 17/G_{sr} \text{ мрад [уравнение (5.12)]}$$

$$\sigma_E = \frac{\theta_e}{k_m \sqrt{2(S/I)(G_{sr}/G_{se}) n_e}} = \frac{17}{\sqrt{G_{sr} G_{se}}} \text{ мрад } (E > 0,6^\circ) \text{ [уравнение (5.15)].}$$

Это изображено на рис. 8.7, откуда $E_1 \approx 2,9^\circ$.

Согласно расчету при слабом дожде ($r = 1$ мм/ч) получается значение $S/I = 2$ при дальности $R = 100$ км, на которой $\sigma_A = \sigma_E \approx 0,5$ мрад для $\beta_n = 0,5$ Гц. Таким образом, любой район, в котором идет дождь, должен быть исключен из области оптимальной точности.

7-й этап. Ошибка из-за многопутности распространения. В гл. 5 был произведен расчет ошибки из-за многопутности распространения

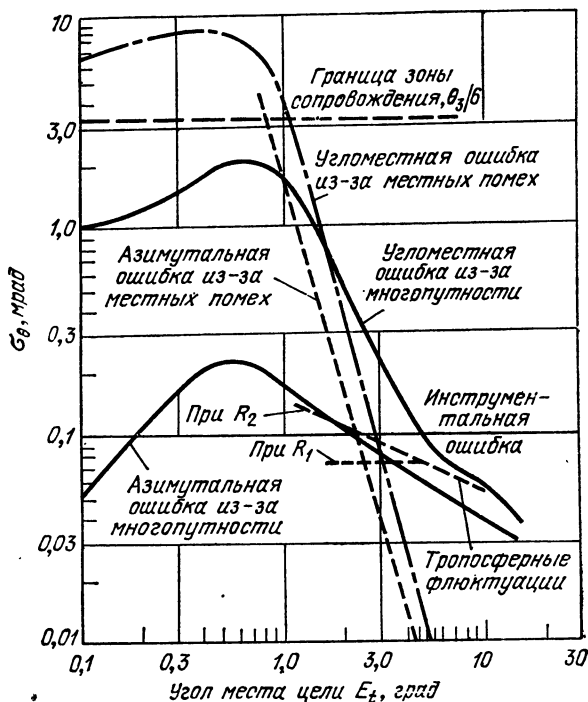


Рис. 8.7. Типичная зависимость ошибок по угловым координатам от угла места цели ($\theta_3 = 20$ мрад; $\rho = \rho_0 \rho_d = 0,3$; $\sigma_a = 0,15$ рад).

в случае неровной поверхности для антенной диаграммы РЛС AN/FPS-16. Ошибка по углу места, изображенная на рис. 8.7, определяется следующими выражениями:

$$\sigma_E = \frac{\rho \theta_e}{k_m \sqrt{2G_{se} n_e}} = \frac{2,7}{\sqrt{G_{sr}}} \text{ мрад } (E_t > 0,8^\circ) \text{ [уравнение (5.21)]},$$

$$\sigma_E \approx \frac{\rho E_t}{\sqrt{2}} = 0,21 E_t \text{ } (E_t < 0,8^\circ) \text{ (рис. 5.8).}$$

Таким образом, когда цель находится на дальности, превышающей дальность местных помех, сопровождение возможно вплоть до горизонта, причем для получения точных данных по углу места значение E_z должно быть не меньше 5° .

Ошибки из-за многопутности распространения по азимуту определяются выражениями

$$\sigma_A = \frac{\rho \theta_a}{k_m \sqrt{2\bar{G}_{sr} n_e}} = \frac{2,7}{\sqrt{\bar{G}_{sr}}} \text{ мрад} \quad \left(E_t > \frac{\theta_a}{2\sigma_a} = 4^\circ \right) \text{ [уравнение (5.31)],}$$

$$\sigma_A = \frac{\rho E_t \sigma_a}{\sqrt{2\bar{G}_{sr} n_e}} = \frac{0,032 E_t}{\sqrt{\bar{G}_{sr}}} \quad (E_t < 4^\circ) \text{ [уравнение (5.29)],}$$

$$\sigma_A \approx 0,032 E_t \left(E_t < \frac{\theta_e}{2} = 0,6^\circ \right).$$

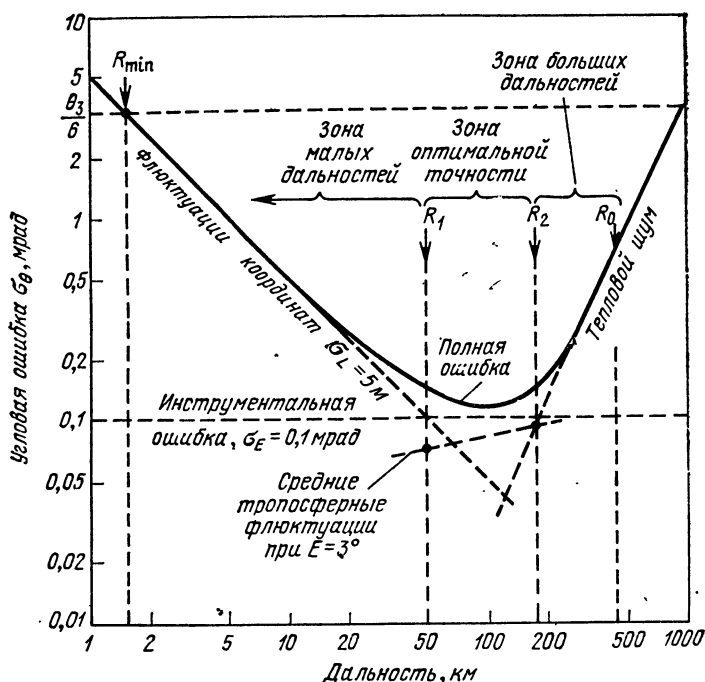


Рис. 8.8. Зависимость ошибки моноимпульсного сопровождения от дальности.

РЛС AN/FPS 16, самолет с ЭПР 5 м^2 под углом $E > 6^\circ$.

Из кривых, приведенных на рис. 8.7, видно, что ошибка по азимуту из-за многопутности распространения незначительна при значениях E_t , превышающих 3° .

8-й этап. Тропосферные флуктуации. Длина пути в тропосфере находится из рис. Г.8:

при $R_2 = 175 \text{ км}$, $E_2 = 3^\circ$, $L = 85 \text{ км}$,

при $R_1 = 50 \text{ км}$, $E_2 = 3^\circ$, $L = 50 \text{ км}$.

$\bar{\sigma}_\theta = 0,44 \sqrt{L/\bar{w}} \cdot 10^{-3} \text{ мрад}$ [уравнение (Г.23)] или приблизительно $0,09 \text{ мрад}$ при R_2 и $0,071 \text{ мрад}$ при R_1 (рис. 8.8). Флуктуационные

ошибки становятся значительными на границе области малых углов места. Так как крутизна кривой зависимости многопутности распространения от угла места очень велика, угол подъема луча, требуемый для поддержания ошибки в пределах $\sqrt{2}\sigma_e$, составляет лишь доли градуса и находится в пределах неопределенности, обусловленной рельефом местности.

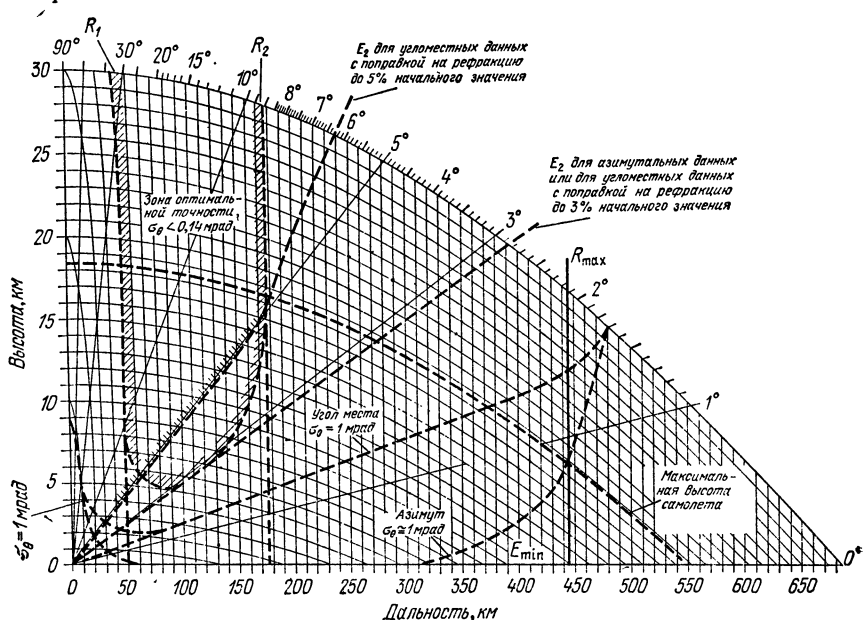


Рис. 8.9. Полная зона обзора моноимпульсной системы сопровождения.

9-й этап. Остаточная систематическая ошибка. По рис. Г.3 получаем значение

$$\Delta E_0 \approx 2 \text{ мрад при } R_2 = 175 \text{ км, } E_2 = 5^\circ.$$

Чтобы избежать в этой точке значительных ошибок по углу места, необходимо скорректировать остаточную ошибку не менее, чем до пяти процентов начального значения. На той высокой частоте, на которой работает РЛС AN/FPS-16, сколько-нибудь значительные ионосферные ошибки не возникают.

10-й этап. Полная зона обзора. Пределами максимальной и минимальной дальностей являются

$$R_{\max} = R_0 = 440 \text{ км или } 240 \text{ морских миль,}$$

$$R_{\min} = R_1 \left(\frac{6\sigma_e}{\theta_3} \right) = 1,5 \text{ км или } 0,8 \text{ морской мили (рис. 8.8).}$$

В области помех от местных предметов ($R < R_c = 20 \text{ км}$) нижним пределом угла места является приблизительно $E_{\min} = 1^\circ$, а за пределами дальности R_c ограничивает только горизонт. На рис. 8.9 изображены

четыре области с ошибками разных типов, а также предел высоты полета типового самолета и приблизительные контуры областей с точностью измерения в 1 мрад. Для данных по азимуту нижний предел по углу места определяется в случае тропосферных флюктуаций на уровне порядка $2,5^\circ$ при $R_2 = 175$ км, а в случае многопутности распространения тем же углом при любой дальности цели. Единственной причиной, ограничивающей точность по азимуту в 1 мрад на максимальной дальности, являются тепловые шумы.

11-й этап. Дискретные помехи. Значительные ошибки по углу места (превышающие 0,1 мрад) могут возникать в силу одного из следующих обстоятельств: а) наличия помехи со случайной фазой, попадающей в строб дальности в m из n импульсов в течение интервала времени t_0 , причем величина $(S/I_\Delta)n^2/m$ падает ниже значения $\mathcal{R}/2 = 8100$; б) наличия когерентной или частично когерентной (относительно фазы цели) помехи, при которой величина $(S/I_\Delta)n_e$ падает ниже этого же значения. Цель может быть потеряна в тех случаях, когда среднеквадратичная ошибка на каком-либо из интервалов t_0 достигает значения $\theta_3/6$. В линейных системах с началом отсчета фазы, привязанным к сигналу, для этого потребуется увеличение мощности помехи в 1100 раз относительно значения, вызывающего ошибку в 0,1 мрад. Однако следует иметь в виду, что практически помехи воздействуют на фазу суммарного канала в степени, достаточной для потери обнаружения или подавления сигнала прежде, чем будет потеряно сопровождение. Следует также учесть возможность использования методик стробирования приемника, «постоянного количества ложных тревог в единицу времени» и «инерционной» работы устройств сопровождения.

Ниже приведены требуемые для разностного канала значения отношения S/I_Δ с учетом потерь на детектирование, но без учета потерь, обусловленных насыщением или аналогичными нелинейностями.

Тип помехи (см. табл. 5.4)	Отношение S/I_Δ , требуемое во избежание:			
	значительных ошибок		возможной потери со сопровождения	
	$\beta_n = 0,5$	$\beta_n = 6$	$\beta_n = 0,5$	$\beta_n = 6$
Одиночный импульс ($m=1$)	0,31	3,7	0,0003	0,003
Импульсы со случайной фазой ($m=n$)	50	600	0,13	0,74
Когерентные импульсы ($n_e=1$)	8100	8100	7,3	7,3

Наибольший изолированный наземный объект может иметь эффективную поверхность рассеяния, равную 10^4 м^2 , а его относительная доплеровская частота может быть заключена в принятом спектре в пределах от нуля до $f_r/2 = 80$ Гц. Приблизительно $1/n$ часть всех таких

объектов будет вызывать в пределах полосы пропускания следящей системы ошибки такие, что $n_e = 1$. Чтобы избежать в этом случае больших ошибок, мы можем записать для наземных объектов, попадающих в строб дальности, следующее требование:

$$\frac{S}{I_{\Delta}} = \left(\frac{\sigma}{\sigma_i} \right) G_{sr} G_{se} > 8100,$$

$$G_{sr} G_{se} > 1,6 \cdot 10^7 \text{ или } 72 \text{ дБ.}$$

Из сглаженной антенной диаграммы на рис. 8.6 видно, что короткие периоды значительных ошибок наблюдаются от таких объектов в тех случаях, когда сопровождение производится на углах, более низких, чем $E = 12^\circ$. Потеря сопровождения становится возможной при $G_{sr} G_{se} < 1,5 \cdot 10^4$ или 42 дБ, что соответствует сопровождению при углах E , не превышающих 2° .

Пример последовательной развертки

Этапы анализа ошибок при конической или любой другой последовательной развертке в основном аналогичны этапам для моноимпульсной системы сопровождения, за исключением того, что инструментальная ошибка увеличивается из-за флюктуаций амплитуды.

1-й этап. Оптимальная точность. Значительная часть инструментальной ошибки обусловлена флюктуациями амплитуды эхо-сигнала на частотах, близких к частоте развертки и ее гармоникам. Для типичной воздушной цели (гл. 6, также [11]) эта составляющая ошибки при полосе пропускания следящей системы 0,5 Гц составляет примерно $\theta_s/60$. Хотя эти флюктуации воздействуют на следящую систему так же, как и широкополосный шум, они не зависят от отношения сигнал/шум и, следовательно, от дальности цели. Выходная ошибка меняется пропорционально квадратному корню из полосы пропускания следящей системы и поэтому будет увеличиваться в тех случаях, когда для сопровождения целей, движущихся с ускорением на малых дальностях, выбирается большое β_n . При луче шириной в 20 мрад, использованном в предыдущем примере, ошибка из-за флюктуаций амплитуды достигнет 0,33 мрад. Принимая, что другие элементы РЛС спроектированы так, что они соответствуют этой точности (т. е. $\sigma = 0,37$ мрад, не считая флюктуаций амплитуды), мы можем принять инструментальную ошибку равной

$$\sigma_e = 0,5 \text{ мрад.}$$

2-й этап. Требуемое отношение сигнал/шум. Энергетический коэффициент \mathcal{R} и отношение сигнал/шум S/N , при которых ошибки, обусловленные тепловым шумом, составляют $\sigma_\theta = \sigma_e$, рассчитываются с помощью уравнений ошибок и констант для конической развертки. Примем, что РЛС подобна описанной выше РЛС AN/FPS-16, за исключением

метода развертки. Для центра луча получаются следующие значения:

$$\mathcal{R}_m = 2L_{k_2} \left(\frac{\theta_3}{\sigma_\theta k_s} \right)^2 = 1900 \text{ [уравнение (2.46)]},$$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_m = \frac{\mathcal{R}_m}{2nL_m} = 4,7 \text{ [уравнение (1,37)]}.$$

3-й этап. Граница перехода в область больших дальностей. Значение R_0 , найденное в предыдущем примере, применимо и для значения $(S/N)_m$ в центре луча:

$$R_0 = 440 \text{ км или } 240 \text{ морских миль},$$

$$R_2 = R_0 (S/N)_m^{-1/4} = 298 \text{ км или } 160 \text{ морских миль}.$$

Повышенное значение инструментальной ошибки маскирует ошибку, обусловленную тепловыми шумами, до больших значений дальности, чем в предыдущем примере.

4-й этап. Линейная ошибка определения положения цели. Расчеты ошибок в области малых дальностей аналогичны моноимпульсному случаю за исключением того, что из-за ограниченной полосы пропускания β_n изменятся значения K_a и динамическая ошибка из-за ускорения:

$$K_a \approx 2,5\beta_n^2 = 0,63 \text{ с}^{-2},$$

динамическая ошибка из-за ускорения

$$a_t/K_a = 8 \text{ м},$$

линейная ошибка определения положения цели

$$\sigma_L = 9,4 \text{ м}.$$

5-й этап. Граница перехода в область малых дальностей. Пренебрегая геометрическим ускорением, получаем

$$R_1 = \frac{\sigma_L}{\sigma_e} = \frac{9,4}{5 \cdot 10^{-4}} = 19 \text{ км или } 10 \text{ морских миль}.$$

Эта дальность слегка уменьшится при небольшом расширении полосы пропускания следящей системы ($R_1 = 14$ км при $\beta_n = 0,7$ Гц). Для принятой скорости цели ошибка из-за геометрического ускорения будет иметь значение, не превышающее σ_e .

6-й этап. Ошибки из-за протяженных местных помех. В этом случае также могут быть использованы данные, полученные для моноимпульсной схемы, но с пониженной чувствительностью к сигналу ошибки, равной $k_{s2}/\sqrt{L_{k_2}} = 1,3$ вместо $k_m = 1,57$. Максимальное число интегрируемых выборок также вдвое сокращается, так что при $\beta_n = 0,5$ Гц получаем $n = f_r/(4\beta_n) = 80$. В результате при мощности эхо-сигналов от местных предметов, равномерно распределенной между интервалами f_r спектра, ошибка получается в 1,7 раза больше, чем для моноимпульсной схемы. Согласно рис. 8.7 нижней границей точного сопровождения в области помех от местных предметов на дальности

$R = 20$ км при $\sigma = (0,5/1,7)$ мрад является угол места $E_1 = 2,1^\circ$. В случае же дождя с количеством осадков 1 мм/час получается значение $\sigma = 0,5$ мрад при $R = 58$ км.

7-й этап. Ошибка из-за многопутности распространения. Система конической развертки так же чувствительна к искажению фронта волны, создаваемому зеркальным отображением цели, как и моноимпульсная система, при примерно равных ошибках (рис. 8.7). До тех пор пока ошибка мала, облучение цели снижается по причине потерь L_{k1} на прямом пути распространения, обусловленных отклонением оси диаграммы относительно направления на цель, в результате чего уменьшаются амплитуды как прямого, так и переотраженного луча. В прямом луче эти потери появляются второй раз при приеме, в то время как переотраженный сигнал попадает в боковой лепесток или на край главного. Эффективная крутизна сигнала ошибки равна при этом $k_{s2}/\sqrt{L_{k1}} = 1,47$, вследствие чего ошибка по сравнению с моноимпульсной увеличивается в $1,57/1,47 = 1,07$ раз. Ошибка из-за многопутности распространения по углу места при том же уровне боковых лепестков, что и в моноимпульсной схеме, достигает предельного значения в $0,5$ мрад при $E_2 = 2^\circ$, в то время как по азимуту ошибка из-за многопутности всегда ниже этого значения на всех углах места.

8-й этап. Тропосферные флуктуации. Эта ошибка редко играет какую-либо роль в системах последовательной развертки из-за наличия значительных ошибок, обусловленных флуктуациями амплитуды.

9-й этап. Остаточная тропосферная систематическая ошибка. Требуется лишь самая элементарная коррекция угломестной ошибки, чтобы остаточная ошибка оказалась ниже такого уровня, когда она еще может иметь заметное влияние:

$$\left. \begin{aligned} E_2 &= 1,9^\circ = 33 \text{ мрад} \\ R_2 &= 290 \text{ км} \end{aligned} \right\} \Delta E_0 \approx 4 \text{ мрад (рис. Г.3).}$$

В результате корректировки, базирующейся на общепринятом среднем значении N_0 для данной высоты РЛС над уровнем моря, остаточная ошибка составит примерно 10% от ΔE_0 или 0,4 мрад, что не приведет к сколько-нибудь существенному увеличению полной ошибки.

10-й этап. Полная зона обзора. Пределы зоны надежного сопровождения, соответствующие значениям S/N и S/I , равным единице, а также $\sigma_\theta = \theta_3/6$, находятся так же, как и в случае моноимпульсной системы, однако с учетом потерь, обусловленных отклонением диаграммы относительно направления на цель:

$$R_{max} = R_0 (L_{k2})^{-1/4} = 390 \text{ км или } 211 \text{ морских миль}$$

$$R_{min} = R_1 (6\sigma_e/\theta_3) = 2,9 \text{ км или } 1,6 \text{ морских миль (рис. 8.10).}$$

Эти пределы и контур, соответствующий ошибке в $0,5$ мрад (для данных по углу места), приведены на рис. 8.11. Для сравнения с зоной обзора моноимпульсной системы (рис. 8.9) приведен также контур для ошибки в 1 мрад. Точность моноимпульсной системы выше во всех зонах, однако зона оптимальной точности меньше из-за более жестких допусков, требуемых для получения уровня ошибки порядка 0, 1 мрад.

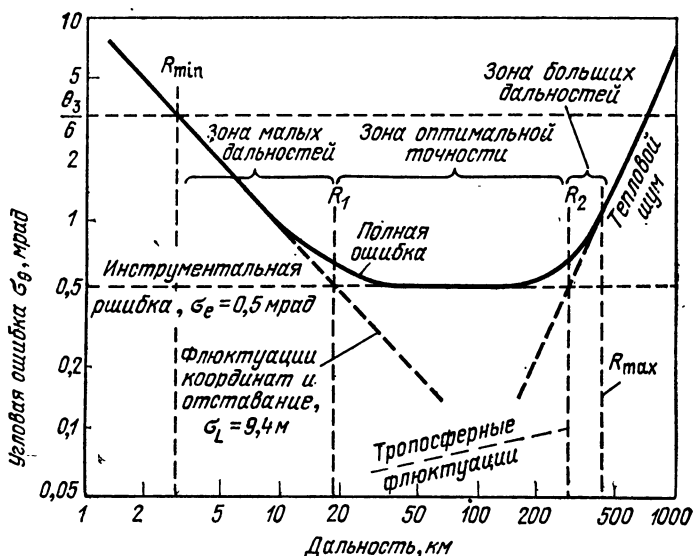


Рис. 8.10. Типичная зависимость ошибок системы с конической разверткой луча от дальности.

Цель воздушная (самолет); $\theta_3 = 20$ мрад; $R_0 = 440$ км; $\beta_n = 0,5$ Гц; $f_r = 160$ Гц.

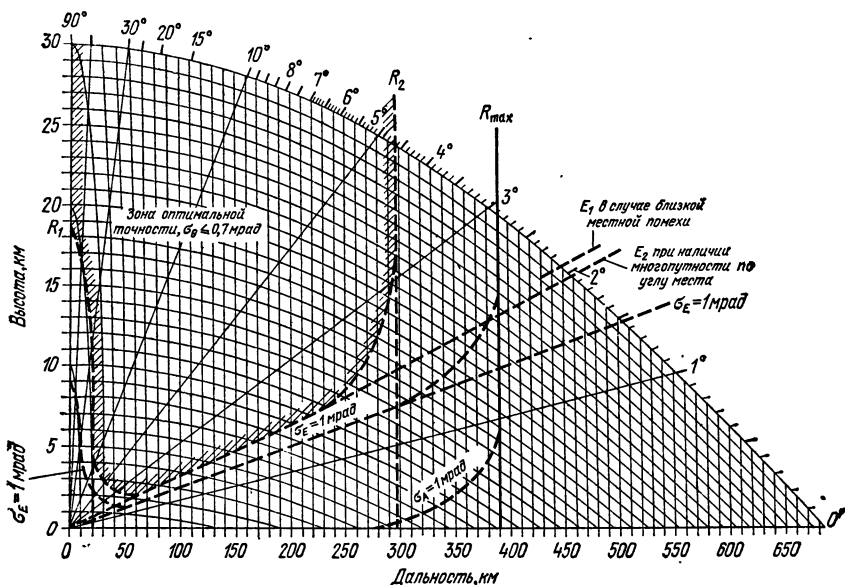


Рис. 8.11. Типичные точность и границы зоны сопровождения системы с конической разверткой луча.

11-й этап. Дискретные помехи. Ошибка превосходит инструментальную в том случае, когда величина $(S/I_{\Delta})n^2/m$ оказывается меньше, чем $\mathcal{R}/2 = 600$, с учетом потерь, обусловленных отклонением оси диаграммы относительно направления на цель, L_{k2} . Требуемые в случае системы конической развертки значения S/I_{Δ} для разных типов помех приведены в следующей таблице:

Тип помехи (см. табл. 5.4)	S/I_{Δ} , требуемое чтобы избежать:	
	значительных ошибок	возможной потери сопровождения
Одиночный импульс ($m=1$)	0,019	0,004
Импульсы со случайной фазой ($m=n$)	3,7	0,16
Когерентные импульсы ($n_e=1$)	600	14

В случае наземных объектов с эффективной поверхностью рассеяния до 10^4 м^2 для получения незначительной ошибки значение отношения G_{sr} должно превосходить 2200, что имеет место при углах места, равных 5° и выше (рис. 8.6). Чтобы исключить возможность потери сопровождения, значение G_{sr} должно превосходить 350, а E_t не должно падать ниже $2,9^\circ$. Эти расчеты базируются на величине разностных лепестков конической развертки, на 6 дБ превышающей величину лепестка самой диаграммы антенны (рис. 5.3).

Пример РЛС обнаружения

В обычной двухкоординатной РЛС обнаружения, осуществляющей обзор по азимуту, измерения по углу места не производятся. Можно отметить следующие этапы анализа азимутальных ошибок.

1-й этап. Оптимальная точность. Ошибка из-за флуктуаций амплитуды является обычно определяющей составляющей инструментальной ошибки. Данные, приведенные на рис. 6.10, используются после определения времени облучения цели t_0 и ожидаемого времени корреляции t_c для представляющих интерес целей. В качестве примера рассмотрим РЛС обнаружения, работающую в диапазоне S ($\lambda = 0,1 \text{ м}$), с шириной луча $\theta_a = 2^\circ$ (35 мрад) и скоростью обзора $\omega = 10 \text{ об/мин}$ ($1,05 \text{ рад/с}$). В качестве целей будут приняты как реактивные истребители ($L = 10 \text{ м}$), так и тяжелые транспортные самолеты ($L = 40 \text{ м}$) с ожидаемой скоростью изменения угла наблюдения, равной примерно $\omega_a = 0,01 \text{ рад/с}$. Вычислим следующие величины:

$$\begin{aligned}
 t_0 &= nt_p = \theta_a / \omega = 0,033 \text{ с [уравнение (1.24)],} \\
 t_c &= \lambda / 2\pi\omega_a L_x = 0,04 \text{ до } 0,16 \text{ с [уравнение (6.8)],} \\
 t_0/t_c &= nt_p/t_c = 0,21 \text{ до } 0,83, \\
 \sigma_A &= 0,075 \text{ до } 0,11\theta_a \text{ (рис. 6.10).}
 \end{aligned}$$

Для повышения обнаружимости и снижения ошибок из-за флуктуаций амплитуды может быть использовано изменение частоты от одного зондирующего импульса к другому. Если скачки частоты достаточно велики для декорреляции амплитуды сигнала от импульса к импульсу (f_c составляет от 3,75 до 15 МГц для рассматриваемых целей), то при частоте повторения импульсов $f_r = 400$ Гц

$$n_e = n = f_r \theta_a / \omega = 13,3 \text{ [уравнение (1.26)]},$$

$$\sigma_A = 0,06\theta_a \text{ (рис. 6.10).}$$

Таким образом, в случае отсутствия системы моноимпульсного приема ошибка РЛС обнаружения, обусловленная флуктуациями амплитуды, будет приближаться по величине к одной десятой ширины луча по азимуту, и это значение может быть принято в качестве уровня инструментальной ошибки при соответствующем выборе методики обработки сигнала и обеспечении необходимого отношения угловой разрешающей способности к инструментальной ошибке. Для выбранного примера

$$\sigma_e = 3,5 \text{ мрад или } 0,2^\circ.$$

2-й этап. Требуемое отношение сигнал/шум. Требуемое отношение $(S/N)_m$ для оси диаграммы рассчитывается с учетом потерь на слишком широкий строб и других неоптимальных процессов. Если принять, что $L_c L_x = 2$, то

$$n \left(\frac{S}{N} \right)_m = \frac{L_x L_{p2} L_c}{2} \left(\frac{\theta_A}{k_{p2} \sigma_e} \right)^2 = 48 \text{ (табл. 2.9),}$$

$$(S/N)_m = 48/13,3 = 3,6.$$

Это значение согласуется с принятым значением потерь при детектировании L_x и оставляет небольшой запас на потери, обусловленные слишком широким стробом. Значение S/N , требуемое для измерений, почти такое же, как для обнаружения цели в случае, когда количество регистрируемых отметок составляет примерно 50%.

3-й этап. Граница перехода в область больших дальностей. В РЛС рассматриваемого типа «область больших дальностей» отсутствует, так как уровень сигнала, требуемый для обнаружения, обеспечивает одновременно оптимальную точность. Контур значений R_2 совпадает с контуром обзора при 50-ной регистрации отметок R_{50} .

4-й этап. Линейная ошибка. РЛС обнаружения с математическим¹⁾ сопровождением может быть характеризована данными, полученными в интервале времени $t_s = 2\pi/\omega$ секунд за один оборот антенны. Соответствующая константа ошибки ускорения в замкнутой цепи, удовлетворяющей требуемому критерию стабильности, определяется выражением

$$K_a \approx 1/2t_s^2.$$

¹⁾ Под математическим сопровождением, в отличие от физического, понимается процесс, при котором координаты и траектории целей определяются путем обработки отраженных пачек сигналов, получаемых в режиме равномерного обзора. (Прим. ред.)

Динамическая ошибка в случае цели, движущейся с ускорением, равна

$$\Delta_a = a_t / K_a \approx 2a_t t_s^2.$$

В нашем примере типичного медленно маневрирующего самолета ($a_t = 1 \text{ м/с}^2$) при $t_s = 6 \text{ с}$

$$\Delta_a = \sigma_L = 2 \cdot 1 \cdot 36 = 72 \text{ м}.$$

Эта ошибка является основной линейной ошибкой в системе математического сопровождения в прямоугольных координатах, так как она значительно превосходит ошибку из-за флуктуаций координат цели типа самолета.

5-й этап. Граница перехода в область малых дальностей. Принимая $\sigma_L = R_{1\sigma_e}$, мы находим, что

$$R_1 = 72/0,0035 = 20\,500 \text{ м} = 20,5 \text{ км}.$$

В пределах этой дальности динамическая ошибка, обусловленная ускорением, будет превышать инструментальную ошибку.

6-й этап. Ошибка из-за протяженных местных помех. Как и в случае тепловых шумов при большой дальности, ограничение по точности из-за паразитных эхо-сигналов связано с обнаружимостью при наличии ложных целей (как наземных, так и в атмосфере). До тех пор пока количество регистрируемых отметок превосходит 50%, среднеквадратичное значение ошибки остается ниже $0,1\theta_a$. Более серьезной проблемой, создаваемой паразитными эхо-сигналами на малых дальностях, является потеря информации, необходимой при математическом сопровождении для поддержания значения K_a . Для получения результатов, приведенных на 4-м этапе, были использованы константы цепи обратной связи, требующие, чтобы количество регистрируемых отметок составляло примерно 90%, как это обычно и обеспечивается на малых дальностях при большом отношении сигнал/шум. При наличии интенсивных паразитных эхо-сигналов необходимо повышать порог детектирования, вследствие чего снижается процентное отношение регистрируемых отметок и увеличиваются динамические ошибки.

7-й этап. Ошибки из-за многопутности распространения. Ошибка из-за многопутности распространения по углу места не составляет какой-либо проблемы в двухкоординатных РЛС обнаружения, наличие же составляющей ошибки по азимуту, обусловленной отражением от неровных поверхностей, следует учитывать. Вычисления должны быть выполнены как для малых, так и для больших углов места цели. В случае больших углов места мы принимаем, что диффузное отражение попадает в антенну из области, окружающей зеркальное отображение цели (которое находится ниже горизонта под углом $2E$ к действительной цели и под углом E к горизонту). Эта область занимает по углу места интервал углов $\pm 2\sigma_\alpha$ относительно отображения цели, а по азимуту интервал $\pm 2E\sigma_\alpha$, причем общая мощность, отраженная от этой области по направлению к антенне, равна мощности, которая была бы зеркально отражена от гладкой поверхности. В качестве примера рассмотрим морскую поверхность при небольшом волнении, $\sigma_\alpha = 0,1 \text{ рад}$, $\rho_0 =$

$= 1,0$ для горизонтально поляризованной передачи. Примем, что ширина луча по углу места равна $0,2$ рад (12°), причем нижняя точка с уровнем 3 дБ находится на горизонте, а в верхней точке с уровнем 3 дБ находится цель ($E = 0,2$ рад). Отражающая область будет простирается по углу места от горизонта до угла $-0,4$ рад, а по азимуту в пределах углов $0,04$ рад, по обе стороны от цели, так что большая часть мощности окажется вне диаграммы направленности антенны

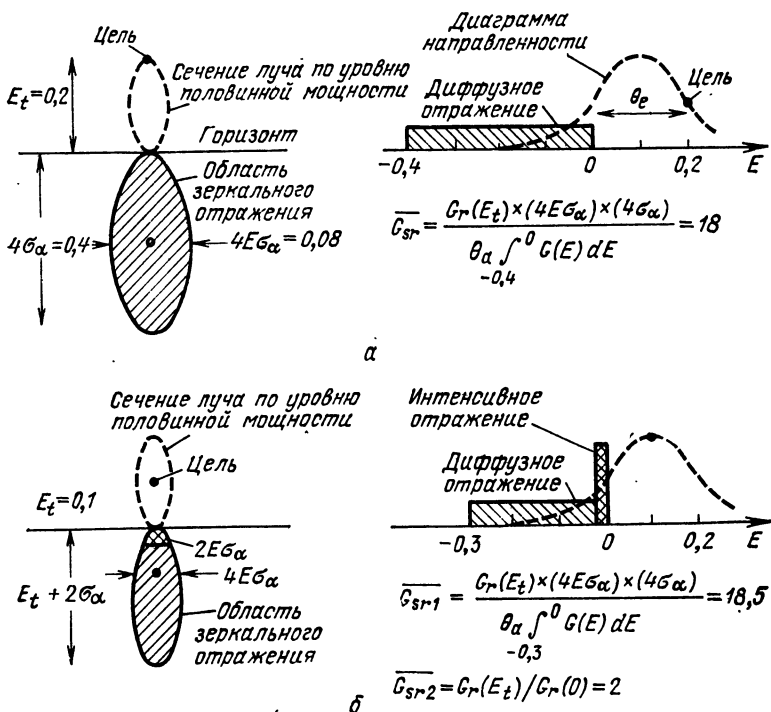


Рис. 8.12. К расчету отражения от земной поверхности:

а — случай большого угла места цели ($E > 2\theta_{\alpha}$); б — случай малого угла места цели ($E < 2\theta_{\alpha}$).

(рис. 8.12). Интегрирование коэффициента боковых лепестков по поверхности с зеркальным отражением дает среднее значение, используемое при оценке азимутальной ошибки,

$$\overline{G_{sr}} = \frac{G_r(E_t) \Psi_d}{\int_{\Psi_{\alpha}} G_r d\Psi} = 18 \text{ [уравнение (5.28)]}.$$

Чтобы найти эффективное количество независимых выборок ошибки в течение времени облучения цели, мы можем принять скорость ветра равной $v_w = 3$ м/с и рассчитать интервал корреляции многопутного сигнала

$$t_c = 1,6\lambda / v_w = 0,05 \text{ с [уравнение (5.32)]}.$$

Количество выборок разностной амплитуды, определяющее качество работы азимутального решающего устройства РЛС обнаружения, равно

$$(n_e - 1) = \frac{t_0}{t_c} = \frac{0,033}{0,05} = 0,66 \text{ (рис. 6.10).}$$

Соответственно для получения точной оценки ошибки мы можем положить количество эффективных выборок в уравнениях ошибки равным единице:

$$\begin{aligned} \sigma_A &= \frac{\rho \sqrt{\eta}}{K \sqrt{2\bar{G}_{sr} n_e}} = \frac{\rho \theta_a \sqrt{L_{p2}}}{k_{p2} \sqrt{2\bar{G}_{sr} n_e}} = \frac{0,4 \cdot 0,035}{2,03 \sqrt{18 \cdot 1}} = \\ &= 0,0016 \text{ рад [уравнение (5.31)].} \end{aligned}$$

Этой ошибкой можно пренебречь, так как она меньше половины инструментальной ошибки.

В случае целей, находящихся под малыми углами места, большая часть отраженной мощности будет поступать из области интенсивного отражения вблизи горизонта (рис. 8.12). В этом случае $\bar{G}_{sr} = 2$, $\rho = 0,4$ и ошибку по азимуту можно записать как

$$\sigma_A = \frac{\rho E \sigma_a}{\sqrt{2\bar{G}_{sr} n_e}} = \frac{0,4 \cdot 0,1E}{\sqrt{2 \cdot 2}} = 0,02E \text{ [уравнение (5.29)].}$$

Максимальный угол места, при котором может быть еще использовано это уравнение, равен $E = \sigma_a = 0,1$ рад, так как при больших углах места интенсивно отражающая область начинает сливаться с диффузно отражающей поверхностью. Таким образом, ошибка при малых углах места будет изменяться пропорционально углу места вплоть до максимального значения, равного примерно 0,002 рад, что близко совпадает с ранее полученным значением для цели, находящейся на верхнем краю диаграммы. В рассматриваемом случае азимутальной ошибкой из-за многопутности можно пренебречь для любого угла места цели. Однако существенные ограничения появились бы в том случае, если бы с целью снижения ошибок из-за флуктуаций амплитуды и повышения общей точности РЛС обнаружения был бы использован метод моноимпульсной обработки.

8-й этап. Тропосферные флуктуации. Этой составляющей ошибки можно пренебречь почти во всех случаях использования РЛС обнаружения.

9-й этап. Остаточная систематическая ошибка из-за рефракции. Этот этап может быть опущен для двухкоординатной РЛС, в которой данные по углу места не определяются.

10-й этап. Полная зона обзора. Прежде всего вычерчивается зона обзора РЛС обнаружения для определения области, в которой возможны измерения. В рассматриваемом примере азимутальная ошибка будет оставаться в пределах всей этой зоны почти постоянной (между 0,035 и 0,05 рад), за исключением динамической ошибки при математическом сопровождении, возрастающей в пределах дальности до 20 км.

11-й этап. Дискретная помеха. Так как для измерений с точностью до $0,1\theta_a$ в РЛС обнаружения требуется то же отношение сигнал/помеха S/I , что и для обнаружения цели, наиболее тяжелым следствием наличия помехи при обзоре может явиться либо потеря возможности обнаружения цели, либо обнаружение ложной цели настолько близко от истинной, что может нарушиться работа системы математического сопровождения. Потеря обнаружения особенно усложняет проблему скорости передачи данных в тех случаях, когда уже предусмотрено «инерционное время» для борьбы с замираниями эхо-сигналов. В присутствии помехи увеличивается ошибка отставания, вследствие чего увеличивается вероятность потери сопровождения. Ложные цели могут либо захватить замкнутый контур сопровождения, либо внести достаточный для прекращения сопровождения уровень шумовой помехи. Ни тот, ни другой процесс не поддаются обобщенному анализу.

Применение методики к трехкоординатным РЛС обнаружения

Вместо детального анализа каждого типа трехкоординатной РЛС мы отметим главные отличия таких систем от использованной в предыдущем примере двухкоординатной системы. Отметим, что использование совместно с обычной двухкоординатной РЛС обнаружения обзорного высотомера для определения третьей координаты сопровождаемой цели может рассматриваться как специальный случай РЛС обнаружения. В РЛС этого типа используются узкий в угломестной плоскости луч и развертка; в других же отношениях рассматриваемая РЛС характеризуется теми же параметрами, что и рассмотренные выше системы. Ошибки из-за флюктуаций амплитуды могут быть снижены путем повышения частоты развертки, в результате чего оказывается возможным усреднить несколько отсчетов (с независимыми ошибками, обусловленными флюктуациями амплитуды). При этом обычно необходим анализ угломестных ошибок, обусловленных многопутностью и тропосферной рефракцией, с использованием методики, изложенной ранее для РЛС сопровождения цели. При вычислении ошибок, обусловленных многопутностью распространения и помехами, следует вместо коэффициента k_m подставить крутизну нормированной функции ошибок $k_{p2}/\sqrt{L_{p2}} = 1,4$.

Ниже описаны другие трехкоординатные системы и их основные отличия от двухкоординатных и от РЛС сопровождения.

а. Радиолокатор с многолучевой диаграммой. Инструментальная ошибка измерения угла места в такой системе больше, чем в РЛС сопровождения, так как парциальные диаграммы направленности в угломестной плоскости отличаются одна от другой по форме, а относительные усиления каналов согласованы менее точно, чем в моноимпульсных РЛС сопровождения. При должном выборе параметров аппаратуры, регулирующей отношение Δ/Σ , ошибки из-за флюктуаций амплитуды могут быть столь же незначительны, как в моноимпульсных системах сопровождения. Так как значительная часть измерений производится вне осей, проходящих через точки пересечения смежных лучей, для

определения возникающих при этом ошибок из-за тепловых шумов, помех и многопутности распространения должны быть использованы соответствующие уравнения ошибок для областей, лежащих вне электрической оси.

б. Растровая развертка лучом иглообразного типа. Анализ ошибок по обеим угловым координатам в таких системах аналогичен анализу для РЛС обнаружения и РЛС сопровождения с последовательной разверткой с учетом, однако, других временных интервалов между выборками и, следовательно, других значений ошибок из-за флуктуаций амплитуды. По координате с большой скоростью развертки эхосигналы обычно коррелированы в течение интервала измерения ($t_0/t_c \ll 1$), в то время как по другой координате они оказываются некоррелированными ($t_0/t_c \gg 1$). В случае использования метода частотного управления лучом можно получить декорреляцию амплитуд эхосигнала и по координате с большой скоростью развертки. При этом на рис. 6.10 должно быть взято отношение $\Delta f/f_c$ вместо t_0/t_c . Изменение частоты, соответствующее отклонению на ширину луча, связано с электрической длиной частотно-чувствительного устройства антенны. По известным ширине диаграммы направленности антенны и коэффициенту отклонения G , рад/Гц можно вычислить эту электрическую длину S'

$$S' = (G/\theta_3) \cdot 3 \cdot 10^8 \text{ м.}$$

Так, например, электрическая длина в случае, когда луч шириной 20 мрад, отклоняется со скоростью 2 мрад на 1 МГц (или одной ширины луча на 10 МГц), составляет 30 м. Отношение $\Delta f/f_c$ равно $2L_r/S'$, где L_r — эффективная радиальная протяженность цели. Таким образом, при длине цели в 10 м отношение $\Delta f/f_c = (n_r - 1) = 0,67$, а ошибка из-за флуктуаций амплитуды (рис. 6.10) составляет $0,11\theta_3 = 2,2$ мрад. Электрическая длина большей части устройств частотного отклонения сравнима с размерами цели, поэтому ошибки будут порядка $0,1\theta_3$.

в. Радиолокатор с V-образным лучом. Угол места в РЛС с V-образным лучом определяется по разности азимутальных отсчетов, зафиксированных вертикальным лучом веера и вторым лучом, наклоненным под углом φ к вертикали (рис. 8.13). В зоне обзора, расположенной обычно ниже 30° по углу места, ошибки по азимуту из-за тепловых шумов, флуктуаций амплитуды, помех от местных предметов и многопутности распространения учитываются при определении данных по углу места с помощью выражения

$$\sigma_E = \sigma_A \sqrt{2} \operatorname{ctg} \varphi.$$

Множитель $\sqrt{2}$ отражает увеличение ошибки, обусловленное тем, что берется разность двух азимутальных отсчетов с некоррелированными ошибками, а множитель $\operatorname{ctg} \varphi$ определяет зависимость данных по углу места от ошибок при определении разности азимутов. Так как угол φ обычно равен примерно 30° , угломестные ошибки в 2—3 раза больше азимутальных. Тропосферная систематическая ошибка по углу места такая же, как и в любой другой измерительной системе, однако она

часто маскируется большими ошибками, обусловленными тропосферными флуктуациями по обеим угловым координатам.

Угломестная ошибка из-за многопутности, обусловленная зеркальным отражением, определяется в системе с V-образным лучом боковыми лепестками наклонного луча, расположенными по азимуту под углом $2E_t \operatorname{tg} \varphi$ к оси наклонного луча, а по углу места под углом $-E_t$ к горизонту (рис. 8.13, в). При определении азимутального угла, при котором сигнал S_2 достигает максимального значения, нужно учитывать, что отраженные от земной поверхности по направлению к этим боковым лепесткам сигналы наложатся на основной сигнал и вызовут смещение кажущегося азимута на величину

$$\sigma_A = \frac{\theta_s \rho \sqrt{L_{p2}}}{k_{p2} \sqrt{2G_{sr} n_e}} = \frac{0,490_s \rho}{\sqrt{G_{sr}}} \text{ [уравнение (5.31)]}.$$

Эта ошибка преобразуется по углу места в ошибку

$$\sigma_E = \frac{\theta_s \rho \operatorname{ctg} \varphi \sqrt{L_{p2}}}{k_{p2} \sqrt{2G_{sr} n_e}} = \frac{0,490_s \rho \operatorname{ctg} \varphi}{\sqrt{G_{sr}}}.$$

Такая же ошибка из-за многопутности распространения наблюдалась бы в том случае, если бы по углу места производилась, как в высотомере, развертка лучом шириной $\theta_s \operatorname{ctg} \varphi$. Использование значения уровня азимутальных боковых лепестков, измеряемого под углом $2E_t \operatorname{tg} \varphi$ к оси, равносильно введению масштабного коэффициента, равного $\operatorname{ctg} \varphi$, для диаграммы в целом и использованию значений боковых лепестков под углом $2E_t$ к оси подобно тому, как это осуществляется

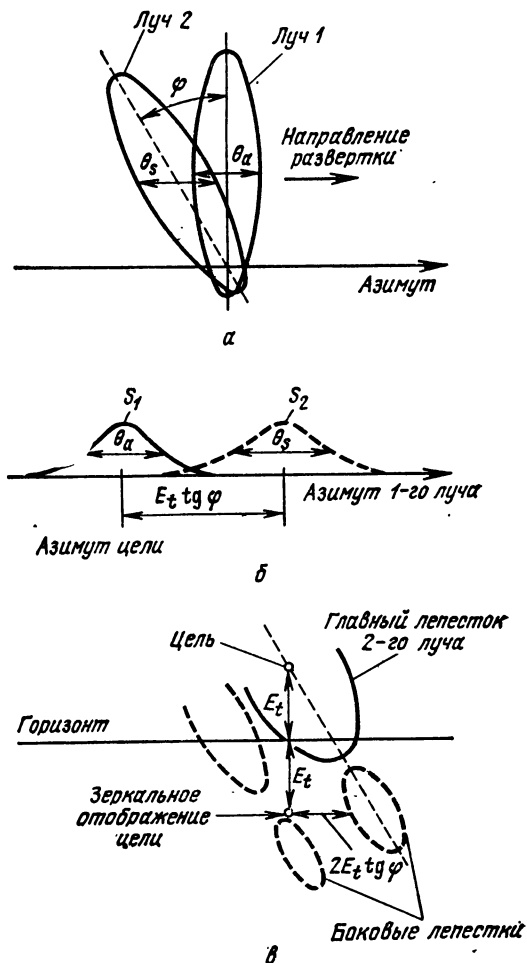


Рис. 8.13. Принципы измерения V-образным лучом:

а — V-образная диаграмма излучения; б — форма сигнала, в — влияние многопутности распространения.

в случае луча, производящего развертку по углу места. В приведенные выше выражения не включена дополнительная ошибка, которая в случае неровной земной поверхности может появиться из-за азимутальных составляющих многопутного распространения в обоих лучах.

8.4. АНАЛИЗ ОШИБКИ ПО ДАЛЬНОСТИ

Источниками различных составляющих ошибки по дальности, рассмотренных в различных главах этой книги, являются: а) тепловые шумы (гл. 3); б) перекрестные искажения дальность — доплеровский сдвиг (гл. 4); в) эхо-сигналы от местных предметов и помехи (гл. 5); г) многопутные отражения (гл. 5); д) флуктуации координат и амплитуды отраженного от цели сигнала (гл. 6); е) ошибки квантования (гл. 7); ж) отставание, обусловленное динамическими свойствами цели (приложение В); и) условия распространения в атмосфере (приложение Г). Остальные ошибки в реальных системах связаны с используемыми элементами и конструкцией устройств. В них входят: к) нестабильность временной задержки в приемной системе; л) неточность настройки и нестабильность временного дискриминатора; м) шумы следящей системы; н) ошибка преобразования измеренной задержки в выходные данные (не считая шумовой составляющей ошибки квантования); о) нестабильность частоты опорного генератора временных отсчетов.

В некоторых специальных системах эти ошибки суммируются со среднеквадратичной ошибкой, мало зависящей от динамических параметров цели и условий сопровождения. Некоторые типы целей вызывают появление дополнительной ошибки в виде флуктуаций координат, которая может быть суммирована с аппаратурными погрешностями для нахождения инструментальной ошибки σ_e . Инструментальная ошибка определяет предельную точность системы для этого класса целей, и мы можем использовать ее в соответствии с общей методикой разд. 8.2 для определения очень важного порогового значения различных составляющих ошибки.

В качестве примера использования этой методики для координаты дальности мы рассмотрим цифровое устройство сопровождения по дальности в пределах до 900 км со следующими параметрами РЛС: длительность зондирующего импульса $\tau_a = 40$ мкс; полоса частот передатчика $B_a = 1,1$ МГц; весовая функция приемника: распределение Тэйлора с уровнем боковых лепестков —30 дБ; коэффициент расширения импульса $K_h = 1,25$; коэффициент сжатия импульса $K_c = 40$; длительность сжатого импульса $\tau_{3x} = 1,0$ мкс; потери из-за сжатия импульса $1/\eta_f = 1,17$ (0,7 дБ); цель: небольшой самолет, $\bar{\sigma} = 1,0$ м², $L_{nr} = 6$ м, $a_t = 5$ м/с², $v_t = 300$ м/с.

Остальные параметры РЛС аналогичны параметрам РЛС AN/FPS-16, приведенным в разд. 8.3. Ошибки по дальности будут определяться в метрах с пересчетом в случае необходимости в значения временной задержки в микросекундах.

1-й этап. Оптимальная точность. Примем, что дальность измеряется до точки пересечения оси времени производной каждого приня-

того импульса путем подсчета ближайшего целого числа импульсов отсчета времени на частоте 20 МГц и усреднения отсчетов в следящей системе с полосой пропускания $\beta_n = 4$ Гц. Ошибка квантования равна некоторой части дальности, соответствующей интервалу между импульсами отсчета времени $\Delta_r = 7,5$ м:

$$\sigma_q = \frac{\Delta_r}{\sqrt{12n}} = \frac{7,5}{\sqrt{12 \cdot 20}} = 0,48 \text{ м.}$$

Ошибка из-за флюктуаций координат может быть оценена по эффективной радиальной протяженности цели $L_{nr} = 6$ м:

$$\sigma_r = 0,35 L_{nr} \text{ [уравнение (6.7)]}.$$

Можно принять, что остальные составляющие инструментальной ошибки (вызванные общей нестабильностью приемника и системы сжатия импульса, равной приблизительно 15 нс, что соответствует среднеквадратичной ошибке 2,3 м) примерно равны ошибке из-за флюктуаций координат. Таким образом, общая инструментальная ошибка, не зависящая от положения цели и ее динамических параметров, равна

$$\sigma_e = 3 \text{ м.}$$

Составляющая перекрестного искажения дальность — доплеровский сдвиг, достигающая максимального значения 59 м при скорости цели 300 м/с, не учитывается в качестве ошибки, так как она легко может быть скорректирована, как только установится режим сопровождения.

2-й этап. Требуемое отношение сигнал/шум S/N . Ошибка из-за тепловых шумов в системе с сжатым импульсом и равномерным спектром излучаемого сигнала приведена в табл. 3.6, вычисленной на базе ошибки для одиночного импульса σ_{t1} :

$$\sigma_{t1} = \frac{\tau_a (\beta_n / \beta_{h1})}{1,607 K_c \sqrt{\eta_f \mathcal{R}_1}}.$$

Отношение β_n / β_{h1} находится по рис. 2.4 с использованием аналогии с отношением $L_s / L_0 = 1,32 / 1,63 = 0,81$ для распределения Тэйлора с уровнем боковых лепестков —30 дБ. Ошибка, вносимая следящей системой, в $\sqrt{n} = \sqrt{f_r / 2\beta_n}$ раз меньше, так что отношение сигнал/шум S/N , требуемое для получения шумовой составляющей ошибки, равной инструментальной, находится из выражения

$$\sigma_t = \frac{40 \cdot 0,81}{1,607 \cdot 40 \sqrt{S/N \cdot 40}} = \frac{2\sigma_e}{c} = 0,02 \text{ мкс,}$$

$$S/N = 8,1 \text{ (9,1 дБ).}$$

3-й этап. Граница перехода в область больших дальностей. Дальность при отношении S/N , равном единице, больше вычисленной в разд. 8.3 благодаря более высокой средней мощности:

$$R_0 = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma \tau_a \eta_f}{(4\pi)^3 k T_0 N F_0 L} \right]^{1/4} = 810 \text{ км или 435 морских миль,}$$

$$R_2 = R_0 (S/N)^{-1/4} = 475 \text{ км или 255 морских миль.}$$

4-й этап. Линейная ошибка определения положения цели. Все ошибки по дальности определяются в линейном масштабе, так что требуется рассчитать лишь зависящую от дальности динамическую ошибку, обусловленную геометрическим ускорением

$$(\ddot{R})_{max} = -v_t^2/R. \quad [11]$$

$K_a = 40 \text{ с}^{-2}$ при полосе пропускания следящей системы $\beta_n = 4 \text{ Гц}$, так что максимальная динамическая ошибка, обусловленная геометрическим ускорением, равна

$$\Delta_a = -\frac{v_t^2}{RK_a} = -\frac{2250}{R} \text{ м.}$$

Кроме того, конечно, имеется динамическая ошибка со среднеквадратичным значением $\sigma_r = a_t/K_a = 0,12 \text{ м}$, вызванная реальным ускорением цели, среднеквадратичное значение которого равно 5 м/с^2 . Эта ошибка не существенна по сравнению с инструментальной ошибкой.

5-й этап. Граница перехода в область малых дальностей. Дальность, на которой динамическая ошибка равна инструментальной, определяется выражением

$$R_1 = -v_t^2/3\dot{K}_a = 750 \text{ м.}$$

6-й этап. Ошибка из-за протяженных местных помех. Из рис. 8.6 находится угол места $E_1 = 1,4^\circ$ при $S/I = 8,1$ и граница возможного сопровождения в области малых углов места $E_{min} = 0,9^\circ$ при $S/I = 1$, причем в обоих случаях принято, что $R_c = 20 \text{ км}$. При дожде с количеством осадков 1 мм/ч на дальности примерно 20 км $S/I = 8,1$, так что районы за пределами этой дальности, в которых идет дождь, должны быть исключены из области оптимальной точности.

7-й этап. Ошибка из-за многопутности распространения. Максимальная ошибка по дальности из-за многопутности распространения может быть определена для очень высоко расположенной РЛС в соответствии с уравнением (5.36) как

$$\sigma_t = \frac{\rho \tau_{3x}}{\sqrt{8\bar{G}_{sr}}} = \frac{0,1}{\sqrt{\bar{G}_{sr}}} \text{ мкс}, \quad \sigma_r = \frac{15}{\sqrt{\bar{G}_{sr}}} \text{ м.}$$

Если принять, что рассеяние сосредоточено вблизи горизонта (см. рис. 5.10, з), то область малых углов места начнется при $E_2 = 1,3^\circ$, где $\bar{G}_{sr} = 25$ (см. рис. 8.6). Для большей части расположений РЛС ошибка по дальности из-за многопутности распространения при любых углах места значительно меньше приведенной. Например, если антенна находится на высоте $h = 100 \text{ м}$ над отражающей поверхностью, ошибка согласно уравнению (5.34) для $E_t = 0,8^\circ$ равна

$$\sigma_r = \frac{\rho h \sin E_t}{\sqrt{2\bar{G}_{sr}}} = \frac{0,3 \cdot 100 \cdot 0,014}{\sqrt{2 \cdot 4,3}} = 0,14 \text{ м.}$$

Величина $\sin E_t/\sqrt{\bar{G}_{sr}}$ для больших значений угла места уменьшается вследствие быстрого увеличения значения \bar{G}_{sr} , а для более низких значений угла места ее уменьшение обусловлено уменьшением сомножи-

9-й этап. Остаточная систематическая ошибка из-за рефракции. При нулевом угле места и максимальной дальности точного сопровождения ($R = R_2 = 475$ км) тропосферная систематическая ошибка

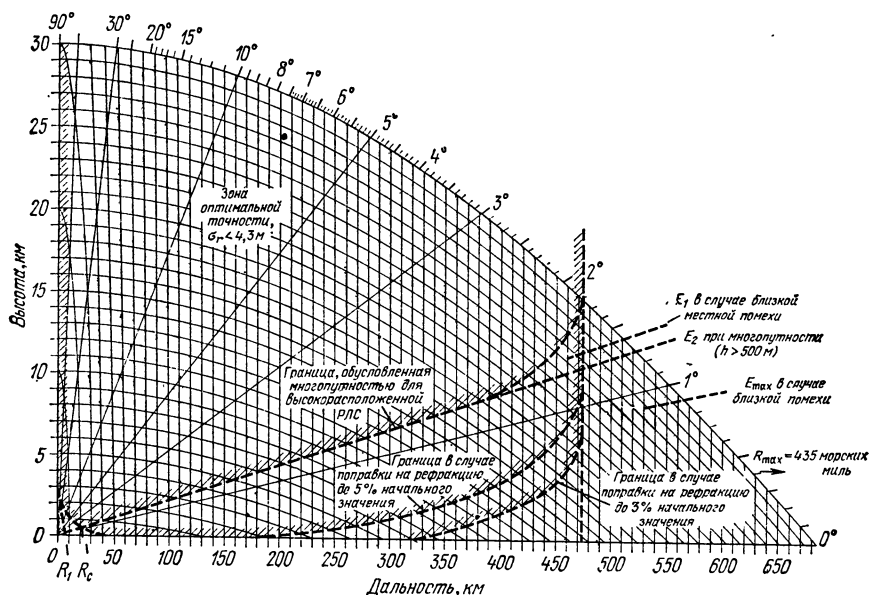


Рис. 8.14. Типичные зоны ошибок по дальности.

(рис. Г.2) составляет приблизительно 90 м. Если ошибка из-за многопутности распространения мала и требуется сопровождать цель до горизонта, необходимо, чтобы в результате коррекции рефракции остаточная ошибка не превышала 3% исходной. Если коррекция может быть осуществлена лишь до 5% от исходной ошибки, область, в которой остаточная систематическая ошибка окажется в пределах 3 м, будет простирается от $R = 200$ км при $E_t = 0$ до $R = 475$ км при $E_t = 1^\circ$.

10-й этап. Полная зона обзора. На рис. 8.14 приведен контур, ограничивающий область оптимальной точности, в пределах которой полная ошибка $\sigma_r < \sqrt{2}\sigma_e = 4,3$ м. Показаны также пределы по углу места для высоко расположенных РЛС, а также в режиме работы на малых дальностях в местных помехах. Граница области больших дальностей ($R = 810$ км) лежит далеко за пределами графика и проходит на высоте, значительно превышающей ту, на которой могут летать самолеты.

11-й этап. Дискретная помеха. При наличии дискретных эхосигналов помехи значительные ошибки возникают в том случае, когда отношение $(S/I_\Delta)n_e$ в продифференцированном выходном сигнале суммарного канала оказывается меньше, чем вычисленное выше на 2-м этапе значение, равное 325. Потеря цели возможна в том случае, когда это отношение падает ниже 6. На рис. 8.15 приведена сглаженная характеристика выходного сигнала по координате дальности, вычерченная в соответствии с рис. А.15 и А.16 приложения А. Отношение S/I_Δ

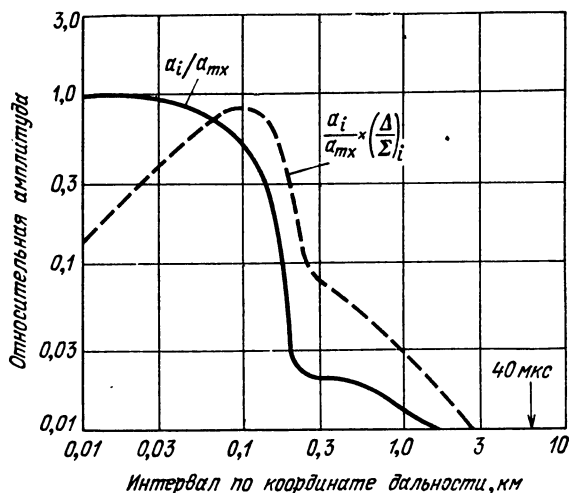


Рис. 8.15. Сглаженная характеристика как функция разноса по дальности для тейлоровской весовой функции с уровнем боковых лепестков —30 дБ.

составляет в среднем 0,2 от отношения S/I суммарного канала в пределах почти всей длительности выходного эхо-сигнала (± 40 мкс от сопровождаемой цели). Интенсивный эхо-сигнал от наземного участка ($\sigma_i = 10^4$ м²) при $n_e = 1$ должен быть уменьшен в суммарном канале в $1,7 \cdot 10^7$ раз во избежание значительных ошибок при прохождении над этим участком цели с эффективной поверхностью рассеяния в 1 м²:

$$G_{sr}^2 \left(\frac{a_{mx}}{a_i} \right)^2 > \frac{\sigma_i}{\sigma} \cdot 325 \cdot 5 = 1,7 \cdot 10^7 \text{ (72 дБ)}.$$

Цели, находящиеся под углом в 7° и выше над земной поверхностью, где $G_{sr} > 4100$, удовлетворяют этому критерию независимо от расстояния между целью и земной поверхностью, а цели, находящиеся от источника интенсивной местной помехи на расстоянии, превышающем 200 м (где $a_{mx}/a_i > 32$), должны находиться под углом выше 2° (где $G_{sr} > 130$). Цели, находящиеся в пределах одной ширины диаграммы над поверхностью ($G_{sr} < 12$), не удовлетворяют этому критерию, если расстояние от цели до источника интенсивной помехи меньше 6 км (40 мкс).

Для обеспечения непрерывного сопровождения необходимо, чтобы

$$G_{sr}^2 \left(\frac{a_{mx}}{a_i} \right)^2 > \left(\frac{\sigma_i}{\sigma} \right) \cdot 6 \cdot 5 = 3 \cdot 10^5 \text{ (55 дБ)}.$$

Цели, находящиеся под углом места, превышающим 3° , удовлетворяют этому критерию независимо от расстояния между целью и источником помехи так же, как цели под углом места в 1° , удаленные от источника помехи не менее, чем на 200 м. В большинстве случаев при движении цели над участком помехи можно ожидать, что значение n_e окажется больше единицы, в результате чего требования могут быть несколько снижены. Скорость цели также вызывает смещение по дальности со скоростью в 0,2 м на 1 м/с, однако в результате будет смещаться лишь область по дальности, в которой возможна интерференция эхо-сигнала и местных помех.

8.5. АНАЛИЗ ОШИБОК ПО ДОППЛЕРОВСКОМУ СДВИГУ

Источниками ошибок по доплеровскому сдвигу, рассмотренных в различных главах этой книги, являются: а) тепловые шумы (гл. 4); б) перекрестные искажения дальность — доплеровский сдвиг (гл. 4); в) отражения от местных предметов и помехи (гл. 5); г) многопутное отражение (гл. 5); д) флуктуации координат и амплитуды (гл. 6); е) ошибки квантования (гл. 7); ж) динамические ошибки (приложение В); и) условия распространения в атмосфере (приложение Г). Кроме того, к ошибкам в реальных системах, определяемым элементами и конструкцией устройств, приводят факторы: к) нестабильность временной задержки или фазовой характеристики в приемном устройстве; л) нестабильность доплеровского дискриминатора; м) шумовая составляющая ошибки следящей системы; н) ошибки при преобразовании значения частоты в выходные данные (кроме ошибок квантования); о) нестабильность опорного генератора временных отметок.

Так же, как и при анализе ошибок по дальности и по угловым координатам, можно найти такой уровень среднеквадратичной ошибки σ_e , который по существу не зависит от координат и динамических параметров цели, и использовать эту инструментальную ошибку для определения порогового значения, при превышении которого начинают сказываться другие составляющие ошибки.

В качестве примера используем описанную выше РЛС типа AN/FPS-16, причем примем, что при частоте повторения 160 Гц может быть получена когерентная работа. Поскольку стабильность частоты поддерживается от импульса к импульсу, наличие или отсутствие системы сжатия импульса не имеет особого значения. Мы примем, однако, что производится сопровождение небольшого реактивного самолета ($L_{nx} = 10$ м, $\omega_a = 0,01$ рад/с) с использованием сжатия импульса (разд. 8.4). Ошибки будут вычислены в герцах с последующим пересчетом в метры в секунду.

1-й этап. Оптимальная точность. В устройстве для измерения доплеровского сдвига обычно используется частотный дискримина-

тор, согласованный с ожидаемой шириной принятых спектральных линий (определяемой стабильностью РЛС и цели). Выходные данные получаются с помощью генератора со стабилизированным напряжением, делителя частоты и счетчика в виде количества периодов, соответствующего целому кратному действительного доплеровского сдвига (т. е. величины $4f_d$, отсчитанной через интервалы в 0,1 с). В таких условиях наименьшее приращение выходных данных равно $\Delta_f = 2,5$ Гц, а ошибка квантования составляет

$$\sigma_q = \frac{\Delta_f}{\sqrt{12}} = \frac{2,5}{\sqrt{12}} = 0,7 \text{ Гц.}$$

В соответствии с уравнением (6.7) и рис. 6.7 составляющая ошибки из-за флуктуаций координат равна

$$\sigma_f = 0,35 \frac{2\omega_a L_{nx}}{\lambda} = \frac{0,35 \cdot 2 \cdot 0,01 \cdot 10}{0,055} = 1,3 \text{ Гц.}$$

Если допустить наличие дополнительной ошибки из-за нестабильностей системы, равной 1,5 Гц, то инструментальная ошибка будет равна

$$\sigma_e = 2 \text{ Гц (0,05 м/с).}$$

2-й этап. Требуемое отношение сигнал/шум S/N . Ошибка из-за теплового шума определяется выражением

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{\eta_f}}{K_f \sqrt{2(S/N)_f}} \text{ [уравнение (4.41)]}.$$

Чтобы найти K_f , нужно оценить ширину спектральных линий когерентного сигнала. Если эта ширина определяется только вращением цели, то

$$B_n = 2\omega_a L_{nx}/\lambda = 3,6 \text{ Гц (рис. 6.7).}$$

Однако это является наименьшим значением, наблюдаемым только в случае совершенно жесткого фюзеляжа. Из-за вибраций и модуляции, обусловленной реактивным двигателем, линии расширятся и в эхосигнале от фюзеляжа появятся спектральные составляющие вплоть до нескольких сот герц (Гайн и Гарднер [39]). В качестве некоторого среднего расширения мы примем полосу частот, равную на уровне 3 дБ $B_{3a} = 10$ Гц. Для согласованной системы мы находим из рис. 4.4 значение $K_f \approx 1/B_{3a}$, так что

$$\sigma_f = \frac{B_{3a}}{\sqrt{2(S/N)_f}} = \frac{10}{\sqrt{2(S/N)_f}} = 2 \text{ Гц,}$$

$$(S/N)_f = 12,5 \text{ (11 дБ).}$$

В условиях, когда возможно сопровождение по угловым координатам и дальности ($S/N > 1$), действительное значение $(S/N)_f \approx (S/N)(f_r/B_{na}) \approx 16 (S/N)$ всегда будет превосходить это наименьшее значение. Таким образом, с точки зрения ошибок по доплеровскому сдвигу область больших дальностей отсутствует.

3-й этап. Граница перехода в область больших дальностей. Этот этап опускается, и максимальная дальность сопровождения $R_0 = 810$ км может быть принята в качестве границы точного сопровождения по доплеровскому сдвигу.

4-й этап. Линейная ошибка определения положения цели. Все ошибки по доплеровскому сдвигу выражены в линейных единицах, поэтому достаточно вычислить зависящую от дальности динамическую ошибку, обусловленную геометрическим ускорением по доплеровской частоте (третьей производной дальности)

$$(\ddot{R})_{\max} = 0,85 v_t^2 / R^2, \quad [11]$$

$$(\Delta_a)_{\max} = \frac{(\ddot{R})_{\max}}{K_a} = 0,85 \frac{v_t^3}{R^2 K_a}.$$

При полосе пропускания измерителя доплеровского сдвига $\beta_n = 2$ Гц получается, что $K_a = 10 \text{ с}^{-2}$, а динамическая ошибка при прямолинейной траектории и скорости 300 м/с

$$(\Delta_a)_{\max} = \frac{0,85 \cdot 2,7 \cdot 10^7}{10 R_1^2} = \frac{2,3 \cdot 10^6}{R_1^2}.$$

5-й этап. Граница перехода в область малых дальностей. Принимая динамическую ошибку равной инструментальной, мы находим, что

$$R_1 = (2,3 \cdot 10^6 / 2)^{1/2} = 1070 \text{ м}$$

и доплеровская следящая система будет при этом работать с оптимальной точностью без увеличения полосы частот на дальностях, меньших чем те, на которых возможно сопровождение по угловой координате (см. разд. 8.3, 10-й этап). Будет наблюдаться также динамическая ошибка, обусловленная производной истинного ускорения цели (не учтенная в примере), однако она не зависит от дальности.

6-й этап. Ошибка из-за местных помех. В условиях, когда следящие системы по дальности и угловым координатам в состоянии поддерживать режим сопровождения, ошибки доплеровской следящей системы не будут превосходить присущую ей инструментальную ошибку даже в том случае, когда спектры эхо-сигналов цели и местных предметов накладываются один на другой в полосе пропускания фильтра. Это объясняется тем, что спектр инструментальной ошибки занимает значительную долю полосы пропускания фильтра.

7-й этап. Ошибка из-за многопутности распространения. В системе сопровождения с узким лучом и небольшими боковыми лепестками ошибка из-за многопутности распространения в измерениях доплеровского сдвига пренебрежимо мала (гл. 5, разд. 4).

8-й этап. Тропосферные флуктуации. Согласно данным приложения Г (разд. Г.2) флуктуации скорости по дальности не превышают 0,01 м/с даже в том случае, когда сопровождающий луч быстро перемещается в тропосфере.

9-й этап. Остаточная систематическая ошибка из-за рефракции. Ошибки по радиальной скорости, вызванные нескорректированными

ошибками по углу места и азимуту, определяются по уравнениям (Г.8) и (Г.9). В любом случае ошибка является произведением остаточной угловой ошибки, скорости цели и отношения длины пути луча в тропосфере ко всему интервалу дальности. Если угловые ошибки поддерживаются на уровне 0,1 мрад и весь путь не выходит за пределы тропосферы, максимальная ошибка для рассматриваемой цели равна

$$\sigma_v = 10^{-4} v_t = 0,03 \text{ м/с.}$$

Это составляет приблизительно половину инструментальной ошибки, однако ошибка может оказаться значительно больше в случае более высокой скорости цели и не столь тщательно скорректированных данных по угловым координатам. Эта специфическая ошибка приобретает особое значение лишь в случае необходимости отображения измеренной доплеровской составляющей в некоторой пространственной системе координат, в которой должно быть известно точное направление этой составляющей.

10-й этап. Полная зона обзора. Область оптимальной точности измерения доплеровской составляющей распространяется на всю зону обзора радиолокатора, так как ни одна из рассмотренных выше составляющих ошибки не превышает сколько-нибудь значительно инструментальной ошибки. При этом предполагается, конечно, что для исключения неоднозначности можно идентифицировать спектральную линию при данной частоте повторения. Трудности, связанные с установлением скорости по координате дальности в пределах допусков, требуемых для разрешения доплеровской неоднозначности, рассматриваются ниже в разд. 8.6.

11-й этап. Дискретная помеха. Активные помехи и интенсивные эхо-сигналы от неподвижных целей, так же как и тепловые шумы и помехи от местных предметов, являются причиной потери сопровождения по угловым координатам или по дальности прежде, чем они скажутся на точности доплеровских измерений.

В рассмотренном выше примере не был сколько-нибудь значительно использован теоретический анализ ошибок по доплеровскому сдвигу, так как пример относится к случаю, когда преобладают практические ограничения и влияние параметров цели. Анализ, основанный на теоретических соображениях для точечной цели, привел бы к значительной переоценке точности системы.

8.6. ОШИБКИ В ДИФФЕРЕНЦИРОВАННЫХ ДАННЫХ

Влияние дифференцирования и ошибки в результирующих сглаженных данных по скорости рассматриваются в приложении В. Там показано, что для точного определения ошибки по скорости необходимо знать частотный спектр и величину ошибки положения цели. Тем не менее, даже в случае отсутствия информации о спектре по уравнению (В.8) можно получить первое приближение ошибки в производной по любой координате x :

$$\sigma_{\dot{x}2} = \sigma_1 / \sqrt{2} t_d.$$

где t_d — задержка или отставание дифференцированных данных, а σ_1 — среднеквадратичное значение ошибки для одной выборки по координате x , рассчитанное в пределах интервала более короткого, чем t_d . Так например, для рассмотренной выше в разд. 8.4 системы сопровождения по дальности первое приближение к точности определения скорости по координате дальности при задержке данных на одну секунду будет составлять (в области оптимальной точности)

$$\sigma_{v2} = \frac{3}{\sqrt{2}} = 2,1 \text{ м/с.}$$

Более точную оценку ошибки можно получить, если определить по кривым рис. В.5 и В.6 отдельные составляющие ошибки по положению цели и затем вычислить квадратный корень из суммы квадратов для результирующей составляющей ошибки по скорости.

Можно убедиться, что точная форма весовой функции дифференциатора имеет не столь большое значение, как спектральные параметры ошибки определения положения цели. В табл. 8.1 приведены отдельные вычисленные составляющие ошибки по дальности, а также краткое описание их спектральных параметров. Доля инструментальной ошибки в ошибке по скорости меньше, чем это следует из первого приближения, так как в инструментальную ошибку входят медленно меняющиеся составляющие дрейфа, мало влияющие на ошибку по скорости, а также потому, что ошибка из-за флуктуаций координат значительно уменьшается в результате сглаживания. Общая ошибка на границах области оптимальной точности также меньше, чем это дает первое приближение.

Этот пример показывает, насколько трудно в доплеровской системе сопровождения при низкой частоте повторения импульсов исключить неоднозначность по доплеровскому сдвигу с помощью данных, полученных путем дифференцирования дальности. Ошибка по скорости в 2 м/с соответствует ошибке по частоте, равной

$$\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda = 73 \text{ Гц (при } \lambda = 0,055 \text{ м).}$$

Такая точность недостаточна для исключения неоднозначности при $f_r = 160 \text{ Гц}$, а задержка в 1 с слишком велика для цели с переменным ускорением в 5 м/с^2 . Из табл. В.4 следует, что при оценке по конечной точке (при которой можно избежать динамической ошибки в 5 м/с в условиях постоянного ускорения) дисперсия при заданной входной шумовой составляющей была бы в шестнадцать раз больше, а среднеквадратичная ошибка в четыре раза больше, чем при оценке по средней точке, принятой в анализе ошибок по скорости. Это означает, что ошибки из-за шумов и местных помех выросли бы в случае преобразования выходных данных с целью компенсации отставания с 2 м/с почти до 8 м/с . Простое уменьшение времени сглаживания в два раза, дающее динамическую ошибку в $2,5 \text{ м/с}$, увеличило бы шумовую составляющую ошибки лишь в 1,4 раза. Общая ошибка получилась бы при этом равной $3,8 \text{ м/с}$, что достаточно для исключения неоднозначности при $f_r > 6\sigma_f = 830 \text{ Гц}$.

Таблица 8.1

ТИПОВОЙ РАСЧЕТ ОШИБКИ ПО СКОРОСТИ

Составляющая ошибки по дальности	Спектр	$\sigma_r, \text{ м}$	$\sigma_{v2}, \text{ м/с}$	C_v	$\sigma_v, \text{ м/с}$
а) Ошибка квантования	Белый, $\beta_n = 4 \text{ Гц}$	0,48	0,34	0,6	0,3
б) Флюктуации координат	Марковский, $f_s \approx 1,6 \text{ Гц}$	2	1,4	0,7	1,0
в) Дрейф схемы	Марковский, $f_s \ll 0,1 \text{ Гц}$	2,25	1,6	0	0
г) Тепловые шумы (на дальности R_2)	Белый, $\beta_n = 4 \text{ Гц}$	3	2,1	0,6	1,3
д) Ошибка из-за фактического ускорения цели	Марковский, $f_s \approx 0,1 \text{ Гц}$	0,5	0,35	1,0	0,35
е) Ошибка из-за геометрического ускорения	Синусоида с $f_c \approx 0,015 \text{ Гц}$	3	2,1	0,14	0,3
ж) Местные помехи (под углом места E_1)	Белый, $\beta_n = 4 \text{ Гц}$	3	2,1	0,6	1,3
з) Ошибка из-за многопутности (при $E = 0,4^\circ$)	Синусоида с $f_c \approx 3 \text{ Гц}$	0,07	0,05	0,16	0

Инструментальная ошибка по скорости (а, б, в)	2,1	1,0
Ошибки по скорости в области больших дальностей (а, б, в, г, д)	3,0	1,7
Ошибка по скорости в области малых дальностей (а, б, в, д, е)	3,0	1,1
Ошибка по скорости в области малых углов места (а, б, в, д, ж)	3,0	1,7
Динамическая ошибка в дифференцирующем устройстве $t_{d\alpha t}$	—	5,0

(Линейная нечетная функция дифференциатора, рис. В.4, $a, t_d = 1 \text{ с}$)

Оценка ошибки по скорости путем дифференцирования по методике, изложенной здесь применительно к координате дальности, может быть использована для всех радиолокационных координат. Метод, использующий сначала первое приближение, базирующееся на уравнении (В.8), полезен тем, что он устанавливает верхний предел для составляющих ошибки, спектральные параметры которых неизвестны. Если значение какой-либо составляющей приобретает особую важность, ее спектр может быть тщательно рассчитан с помощью подробного материала, приведенного в предыдущих главах этой книги или в использованной литературе.

8.7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КООРДИНАТ

Радиолокационные данные, получаемые в системе сферических координат, должны быть преобразованы в данные какой-либо другой системы (например, декартовой) для передачи, дальнейшей обработки

и отображения. Эллипсоид ошибок радиолокатора, полуосями которого в случае трехкоординатного радиолокатора являются ошибки $R\sigma_E$, $R\sigma_A \cos E_t$ и σ_r , не изменяется при преобразовании координат. В то же время ошибки по координатам x , y и z могут принять любое, в зависимости от местоположения цели, значение от наименьшей радиолокационной ошибки (обычно σ_r) до наибольшей (обычно $R\sigma_E$). На рис. 8.16 приведен пример в двух измерениях. Ошибки σ_r и σ_E не коррелированы, и эллипс вытянут в угловом направлении. Совершенно очевидно, что в этом случае эллипс ошибок не может быть выражен через значения σ_x и σ_y без учета корреляции между ошибками в декар-

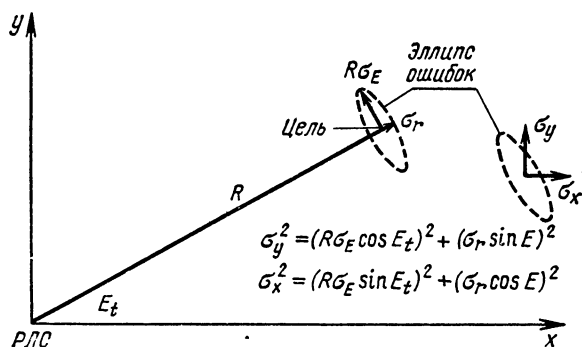


Рис. 8.16. Связи между ошибками при преобразовании координат.

товых координатах. Такая корреляция уменьшает площадь эллипса по сравнению с той, которая получилась бы при использовании σ_x и σ_y в качестве полуосей.

Другим следствием преобразования координат может явиться в случае прямолинейной траектории цели в пространстве исключение из данных в декартовой системе координат геометрических ускорений. В тех случаях, когда ширина полосы пропускания системы сопровождения достаточно велика, динамические ошибки в радиолокационных данных могут быть минимизированы, причем может быть использовано сглаживание без существенного отставания в тех элементах системы, в которых осуществляется преобразование координат. Другим возможным решением является использование взаимосвязей между данными по скорости в трех контурах сопровождения радиолокатора для компенсации геометрических ускорений, в результате чего в сигналах ошибки учитываются лишь истинные ускорения цели.

Кардинальным решением этой проблемы является преобразование данных в систему координат, в которой неизвестные параметры цели выражаются через некоторые константы в течение всего периода измерений. При этом сглаживание может быть выполнено на константах без динамических ошибок. Наилучшим примером такой методики являются расчеты орбит спутников, в которых радиолокационные данные привязываются к параметрам орбиты. С помощью так называемого «фильтра Калмана — Бьюси» эта методика может быть рас-

пространена на любую задачу, в которой состояние системы радиолокатор — цель может быть описано с помощью констант некоторой системы уравнений. Хотя благодаря такой методике появляется возможность значительно улучшить процесс сглаживания, а также оценивать каждую неизвестную величину с помощью наиболее точной координаты радиолокационных данных, ее следует применять с большой осторожностью. В ряде случаев подлежащий оценке неизвестный параметр может сильно зависеть от ошибок, вносимых в процессе преобразования координат, вследствие чего требуется тщательный анализ ошибок самого преобразования. Кроме того, обычное допущение, что шум является белым (независимым от одной радиолокационной выборки к другой), может привести при больших интервалах сглаживания к серьезным ошибкам. Небольшие ошибки из-за дрейфа, несущественно влияющие на радиолокационные данные о положении цели, становятся преобладающими в выходных данных, как только интервал сглаживания достигает десятикратного значения интервала наблюдения, используемого в анализе ошибок по дальности и угловым координатам.

ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН И АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ ПО РАСКРЫВУ

А.1. ВВЕДЕНИЕ

Это приложение имеет целью представить в компактной форме данные о широко применяемых диаграммах направленности антенн и амплитудных распределениях облучения по их раскрывам. Эти данные приводились во многих разрозненных публикациях без единообразия определений, оценок точности, нормирования и графических представлений. С целью унификации этих данных результаты, получаемые при всех видах амплитудных распределений облучения раскрыва, были пересчитаны с инженерной степенью точности и представлены в виде графиков с различными масштабами.

Рассмотрено три класса амплитудных распределений: четные, нечетные и симметрично-круговые. Первые два класса применимы к случаям антенн с прямоугольным раскрывом и линейным антеннам, а также к случаям сигналов аналогичных форм. Класс круговых распределений предназначен специально для радиально симметричных круглых раскрывов. Для каждого класса рассматриваемых амплитудных распределений рассчитаны диаграммы направленности антенны и некоторые (обычно используемые) характеризующие их параметры. В табл. А.1 содержатся упомянутые амплитудные распределения.

Определения и методика нормирования данных вычисления приведены в разд. А.2. Таблицы с наиболее существенными параметрами для всех исчисленных амплитудных распределений представлены в разд. А.3. В разд. А.4 содержатся графики некоторых отобранных амплитудных распределений и соответствующих им диаграмм направленности антенны.

А.2. ОПРЕДЕЛЕНИЯ И МЕТОДИКА НОРМИРОВАНИЯ

Этот раздел содержит используемые в последующем тексте приложения определения, методику нормирования и взаимосвязи между параметрами. Определения даны только применительно к антеннам, так как аналоги для сигналов и спектров приведены в приложении Б. Все обозначения, нормирование и нижние индексы выдержаны в тексте в соответствии с общими правилами, причем основное внимание уделено их соблюдению в пределах всей книги.

Удобства ради, с целью исключения абсолютных размеров раскрыва из приводимых параметров, проводится нормирование по координатам как раскрыва, так и диаграммы направленности. Штрих вверх обозначает нормированную безразмерную переменную (например, $x' = x/\omega$, где x — координата в плоскости апертуры, а ω — полная ширина по этой координате). Нижние индексы показывают частные значения функций или параметров:

индекс 0 относится к наибольшему возможному значению,

индекс m — к наибольшему значению в данном частном случае,

индекс r — к отношению некоторого значения к наибольшему возможному

Так например:

G_0 — максимальный коэффициент усиления при равномерно облученном раскрыве,

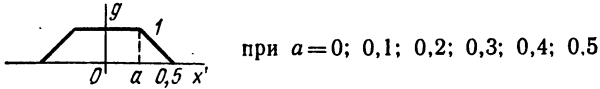
G_m — максимальный коэффициент усиления при данном амплитудном распределении,

K_r — отношение крутизны кривой напряжения в центре луча (для нечетного распределения) к крутизне при линейном нечетном амплитудном распределении.

АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Четные распределения

$g(x') = \cos^n(\pi x')$ при n равном от 1 до 6
 $g(x') = [1 - 4(x')^2]^n$ при n равном от 1 до 6
 $g(x')$ определяется кривой:



$g(x') = \exp[-1,382(n x')^2]$; $n = 1,0; 1,7; 2,4; 2,8; 3,2$

$g(x') = k + (1 - k) \cos(\pi x')$; $k = 0,5; 0,3; 0,2; 0,1; 0,05; 0,03$

$g(x')$ — линейное весовое распределение Тейлора для следующих значений уровня боковых лепестков и величины \bar{n} :

Уровень боковых лепестков (дБ)	20	25	30	35	40	45
\bar{n}	2	3	4	5	6	8

$g(x')$ — распределение Хэмминга: $0,54 + 0,48 \cos(2\pi x')$

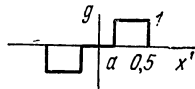
$g(x') = |\sin(2\pi x')|$

Нечетные распределения

$g(x') = x' \cos^n(\pi x')$ при n равном от 1 до 6;

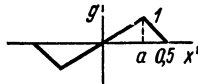
$g(x') = 2,74(n x') \exp[-1,382(n x')^2]$, $n = 1,2; 2,18; 2,52; 3,34; 3,87$;

$g(x')$ определяется кривой при $a = 0; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4$;



$g(x')$ определяется кривой

при $a = 0; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$;



$g(x') = x'$ (линейное распределение Тейлора); некоторые частные случаи используются выше в четных распределениях;

$g(x') = \sin(2\pi x')$;

$g(x') = 4x' \sqrt{1 - 4(x')^2}$.

Круговые распределения

$g(r') = [1 - 4(r')^2]^n$ при n равном от 0 до 4;

$g(r') = \exp[-1,382(n r')^2]$, $n = 1,0; 1,7; 2,4; 2,8; 3,2$;

$g(r')$ — весовое круговое распределение Тейлора при таких же, как и для четных распределений, значениях уровня боковых лепестков и величины \bar{n} .

Определение параметров антенны

Амплитудное распределение по раскрытию обозначается как $g(x, y)$, где x и y — прямоугольные координаты, определяющие плоскость раскрытия.

Диаграмма направленности антенны определяется как

$$F(u, v) = \int_{-h/2}^{h/2} \int_{-\omega/2}^{\omega/2} g(x, y) e^{-j2\pi(xu + yv)} dx dy.$$

СООТНОШЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Преобразование	в сферические координаты	в полярные координаты	в направляющие косинусы
u	$= (1/\lambda) \sin \theta \cos \varphi$	$= U \cos \varphi$	$= (1/\lambda) \cos \alpha$
v	$= (1/\lambda) \sin \theta \sin \varphi$	$= U \sin \alpha$	$= (1/\lambda) \cos \beta$
$du dv$	$= (1/2 \lambda^2) \sin(2\theta) d\theta d\varphi$	$= U d U d \varphi$	$= (1/\lambda^2) \sin \alpha \sin \beta d\alpha d\beta$

На рис. А.1 показано соотношение сферических координат θ и φ с координатами плоскости раскрытия.

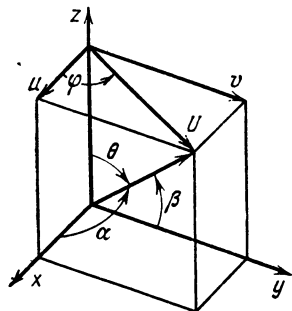


Рис. А.1. Система координат диаграммы направленности антенны.

При обратном преобразовании амплитудного распределения в диаграмму направленности соотношение имеет вид

$$g(x, y) = \iint_{-\infty}^{\infty} F(u, v) e^{j2\pi(xu + yv)} du dv.$$

Коэффициент усиления

Коэффициент усиления $G(u, v)$ определяется как отношение двух значений плотности мощности в дальней зоне — для данной антенны и для изотропного излучателя

$$G(u, v) = \frac{4\pi |F(u, v)|^2}{\lambda^2 \iint_{-\infty}^{\infty} |F(u, v)|^2 du dv} = \frac{4\pi |F(u, v)|^2}{\lambda^2 \iint_A |g(x, y)|^2 dx dy}.$$

(Длина волны λ должна быть выражена в тех же единицах, что и координаты x и y .)

Максимальное значение G

$$G_m = \frac{4\pi \left| \iint_A g(x, y) dx dy \right|^2}{\iint_A |g(x, y)|^2 dx dy}.$$

Наибольшее возможное значение $G_m \equiv G_0 = 4\pi A/\lambda^2$ получается при постоянном значении $g(x, y)$ в пределах раскрыва

Площадь раскрыва

Эффективная площадь раскрыва

$$A_r = \frac{G_m \lambda^2}{4\pi}.$$

Коэффициент использования раскрыва

$$\eta_a \equiv \frac{A_r}{A} = \frac{G_m}{G_0}.$$

Ширина луча по уровню половинной мощности (или по уровню 3 дБ) θ_{u3} и θ_{v3} определяется так, как это показано на рис. А.2.

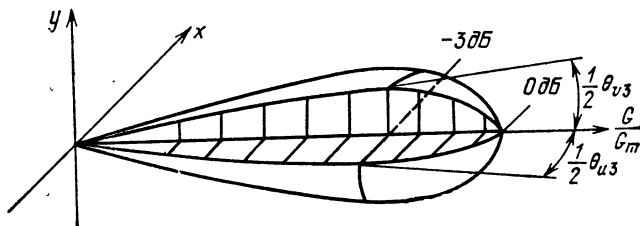


Рис. А.2. Типичный главный лепесток.

В случае прямоугольного раскрыва координаты легко нормируются по его размерам. Нормированные функции и переменные, обозначенные штрихом сверху, определяются выражениями (рис. А.3):

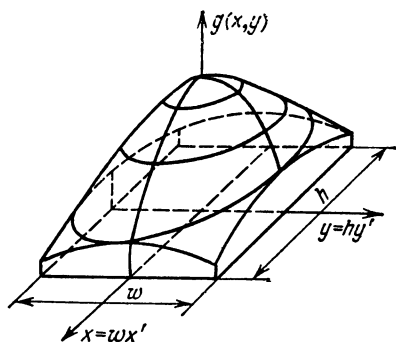


Рис. А.3. Типичное прямоугольное амплитудное распределение облучения по раскрыву.

$$x' = \frac{x}{w}, \quad u' = uw = \frac{w}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi,$$

$$y' = \frac{y}{h}, \quad v' = vh = \frac{h}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi,$$

$$F(u', v') = wh \int_{-1/2}^{1/2} \int_{-1/2}^{1/2} g(x', y') e^{-i2\pi(x' u' + y' v')} dx' dy',$$

$$G(u', v') = \frac{4\pi wh}{\lambda^2} \frac{|F(u', v')|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F(u', v')|^2 du' dv'}$$

$$= \frac{4\pi}{\lambda^2 wh} \frac{|F(u', v')|^2}{\int_{-1/2}^{1/2} \int_{-1/2}^{1/2} |g(x', y')|^2 dx' dy'}$$

$$G_0 = \frac{4\pi wh}{\lambda^2},$$

$$\eta_a = \frac{|F(0, 0)|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F(u', v')|^2 du' dv'} = \frac{\left| \int_{-1/2}^{1/2} \int_{-1/2}^{1/2} g(x', y') dx' dy' \right|^2}{\int_{-1/2}^{1/2} \int_{-1/2}^{1/2} |g(x', y')|^2 dx' dy'}.$$

В случае прямоугольного раскрыва с разделимыми амплитудными распределениями по x и y получаются следующие соотношения:

$$g(x', y') = g(x') g(y'),$$

$$F(u', v') = F(u') F(v'),$$

$$F(u') = w \int_{-1/2}^{1/2} g(x') e^{-i2\pi x' u'} dx',$$

$$F(v') = h \int_{-1/2}^{1/2} g(y') e^{-i2\pi y' v'} dy',$$

$$G(u') G(v') = \frac{4\pi hw}{\lambda^2} \frac{|F(u')|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |F(u')|^2 du'} \frac{|F(v')|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |F(v')|^2 dv'}.$$

Существует несколько параметров, определяемых через функции $F(u)$ или $g(x)$ для одномерных амплитудных распределений.

Обычно они используются для описания параметров диаграммы направленности антенны. К ним относятся:

Максимум диаграммы направленности

$$F_m \equiv F(0) = w \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'.$$

Полная излучаемая мощность

$$C \equiv \int_{-\infty}^{\infty} |F(u)|^2 du = \int_{-w/2}^{w/2} |g(x)|^2 dx = w \int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx'.$$

Коэффициент использования раскрыва

$$\eta_x = \frac{|F_m|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |F(u')|^2 du'} = \frac{\left| \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx' \right|^2}{\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx'}.$$

Шумовая ширина луча (в радианах)

$$\theta_n \equiv \frac{\lambda \int_{-\infty}^{\infty} |F(u')|^2 du'}{w |F_m|^2} = \frac{\lambda}{\eta_x w}.$$

Шумовая ширина раскрыва (в единицах координаты x)

$$w_n \equiv \frac{w \int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx'}{|g_m|^2}.$$

Среднеквадратичное значение ширины раскрыва (по мощности облучения, в единицах координаты x)

$$\mathcal{L}_s \equiv 2\pi w \left[\frac{\int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 |g(x')|^2 dx'}{\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx'} \right]^{1/2}.$$

Среднеквадратичное значение ширины луча (в радианах)

$$\Theta \equiv \frac{\lambda}{w} \left[\frac{\int_{-1/2}^{1/2} \left| \frac{dg(x')}{dx'} \right|^2 dx'}{\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx'} \right]^{1/2}.$$

Отношение крутизны кривой напряжения в центре луча к крутизне при линейном нечетном амплитудном распределении

$$K_r = \frac{\sqrt{12} \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') dx'}{\left[\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx' \right]^{1/2}}.$$

При круглом раскрыве, облучение которого зависит от расстояния по радиусу от центра раскрыва, для представления диаграммы направленности и амплитудного распределения удобнее пользоваться полярными координатами. В этом случае

$$F(U) = 2\pi \int_0^{D/2} g(r) J_0(2\pi r U) r dr,$$

где J_0 — бесселева функция нулевого порядка.

Здесь

$$U = \sqrt{u^2 + v^2} = \frac{\sin \theta}{\lambda}, \quad r = \sqrt{x^2 + y^2},$$

D — диаметр раскрыва, причем r , D и λ выражаются в одних и тех же единицах.

$$G(U) = \frac{2}{\lambda^2} \frac{|F(U)|^2}{\int_0^\infty |F(U)|^2 U dU} = \frac{2}{\lambda^2} \frac{|F(U)|^2}{\int_0^{D/2} |g(r)|^2 r dr},$$

$$G_0 = \frac{\pi^2 D^2}{\lambda^2} = \frac{4\pi A}{\lambda^2}.$$

Нормируя к диаметру раскрыва D , мы получаем, что

$$r' = \frac{r}{D}, \quad U' = DU = \frac{D \sin \theta}{\lambda},$$

$$F(U') = \frac{\pi D^2}{4} : 8 \int_0^{1/2} g(r') J_0(2\pi r' U') r' dr',$$

$$G(U') = \frac{2D^2}{\lambda^2} \frac{|F(U')|^2}{\int_0^\infty |F(U')|^2 U' dU'} = \frac{2}{\lambda^2 D^2} \frac{|F(U')|^2}{\int_0^{1/2} |g(r')|^2 r' dr'}.$$

Кроме того, круглый раскрыв обладает следующими свойствами:

$$F_m = 2\pi \left| \int_0^{D/2} g(r) r dr \right| = \frac{\pi D^2}{4} 8 \left| \int_0^{1/2} g(r') r' dr' \right|,$$

$$C = 2\pi \int_0^{D/2} |g(r)|^2 r dr = \frac{\pi D^2}{4} 8 \int_0^{1/2} |g(r')|^2 r' dr',$$

$$G_m = \frac{4\pi F_m^2}{\lambda^2 C} = \frac{\pi^2 D^2}{\lambda^2} \eta_a = G_0 \eta_a.$$

А.3. ТАБЛИЦЫ ПАРАМЕТРОВ

В приведенных ниже табл. А.2 — А.17 содержатся наиболее важные параметры для всех перечисленных в табл. А.1 амплитудных распределений, а также некоторые параметры диаграмм направленности для каждого распределения.

Разд. А.3

Порядковый номер таблицы	Амплитудные распределения
Четные	
A.2	$g(x') = \cos^n(\pi x')$
A.3	$g(x') = [1 - 4(x')^2]$
A.4	Трапецеидальное
A.5	Усеченное гауссово
A.6	Косинусное на пьедестале
A.7	Тейлоровское $g(x')$
A.8	Специальное
Нечетные	
A.9	$g(x') = x' \cos^n(\pi x')$
A.10	Усеченное релеевское $g(x')$
A.11	Семейство прямоугольных
A.12	Семейство треугольных
A.13	Тейлоровское производное ¹⁾
A.14	Специальное
Круговые	
A.15	$g(r') = [1 - (2r')^2]^n$
A.16	Усеченное гауссово
A.17	Тейлоровское

¹⁾ Производное распределение — это распределение, полученное в результате умножения функции распределения на ее аргумент (Прим. перев.).

Тейлоровское амплитудное распределение

$$g_T(x') = \frac{1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m \cos(2\pi m x')}{1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m},$$

$$F_m = \frac{(-1)^{m+1} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left\{ 1 - m^2/\sigma^2 \left[A^2 + \left(n - \frac{1}{2} \right)^2 \right] \right\}}{2 \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} [1 - (m^2/n^2)]_{m \neq n}},$$

$$\sigma^2 = \frac{\bar{n}^2}{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2} \right)^2},$$

Уровень боковых лепестков (УБЛ) равен $-20 \lg [\operatorname{ch} (\pi A)]$

при условии, что $\bar{n} \geq 2A^2 + \frac{1}{2}$.

УБЛ A	20	25	30	35	40	45
$\bar{n} \text{ (min)}$	0,9527 2	1,1367 3	1,3197 4	1,5034 5	1,6864 6	1,8701 8

Круговое тейлоровское амплитудное распределение $g_T(r')$

$$g_T(r') = \frac{\sum_{m=1}^{\bar{n}-1} \frac{J_0(2\pi\mu_m r') F(\mu_m, A, \bar{n})}{|J_0(\pi\mu_m)|} + 1}{\sum_{m=1}^{\bar{n}-1} \frac{F(\mu_m, A, \bar{n})}{|J_0(\pi\mu_m)|^2} + 1},$$

$$F(\mu_m, A, \bar{n}) = 0, \quad m=0$$

$$F(\mu_m, A, \bar{n}) = \frac{-J_0(\pi\mu_m) \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left\{ 1 - \frac{\mu_m^2}{\sigma' \left[A^2 + \left(n - \frac{1}{2} \right)^2 \right]} \right\}}{\prod_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^{\bar{n}-1} \left[1 - \frac{\mu_m^2}{\mu_n^2} \right]},$$

$$\sigma^2 = \frac{\mu_m^2}{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2} \right)^2}, \quad \text{УБЛ} = -20 \lg [\operatorname{ch} (\pi A)]$$

$$\bar{n} \geq 2A^2 + \frac{1}{2}.$$

УБЛ	A	$\bar{n} \text{ (min)}$	n	μ_n
20	0,9527	2	0	0
25	1,1376	3	1	1,21967
30	1,3197	4	2	2,23313
35	1,5034	5	3	3,23832
40	1,6864	6	4	4,24106
45	1,8701	8	5	5,24276
			6	6,24392
			7	7,24475
			8	8,24539

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ. $g(x') = \cos^n(\pi x')$ Таблица А.2

$g(x')$	$\cos(\pi x')$	$\cos^2(\pi x')$	$\cos^3(\pi x')$	$\cos^4(\pi x')$	$\cos^5(\pi x')$	$\cos^6(\pi x')$
Номера рисунков	А. 5	А. 6				
$A = \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'$	0,630	0,495	0,420	0,371	0,336	0,309
$20 \lg(A)$	-4,01	-6,11	-7,53	-8,61	-9,47	-10,19
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	0,495	0,371	0,309	0,271	0,244	0,223
$10 \lg(C)$	-3,05	-4,30	-5,03	-5,67	-6,13	-6,51
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	4,93	4,93	5,55	6,16	6,74	7,28
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0161	0,0074	0,0044	0,0030	0,0022	0,0017
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,030	0,0161	0,0104	0,0074	0,0056	0,0044
$\eta_x = A^2/C$	0,802	0,660	0,571	0,509	0,463	0,429
$10 \lg(\eta_x)$	-0,956	-1,804	-2,44	-2,93	-3,34	-3,68
$\theta_n W/\lambda = C/A^2$	1,246	1,515	1,752	1,964	2,16	2,33
$\theta_s W/\lambda$	1,189	1,441	1,659	1,849	2,03	2,09
$\theta_w/\lambda = \sqrt{D/C}$	3,16	3,65	4,23	4,77	5,26	5,71
$\mathcal{E}_s/w = 2\pi\sqrt{G/C}$	1,136	0,888	0,753	0,665	0,602	0,554
$10 \lg[G_{gr}]$	+23	+31,5	+39	+47	+54	+61,3


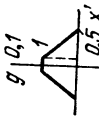
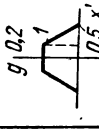
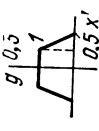
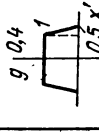
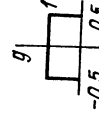
Таблица А. 3

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, $g(x') = [1 - 4(x')^2]^n$

$g(x')$	$[1 - 4(x')^2]^n$	$[1 - 4(x')^2]^n$	$[1 - 4(x')^2]^n$	$[1 - 4(x')^2]^n$	$[1 - 4(x')^2]^n$	$[1 - 4(x')^2]^n$
Номер рисунка	А. 7					
$A = \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'$	0,660	0,528	0,453	0,403	0,366	0,338
$20 \lg A$	-3,61	-5,55	-6,88	-7,91	-8,74	-9,43
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^3(x') dx'$	0,528	0,402	0,338	0,297	0,268	0,246
$10 \lg(C)$	-2,77	-3,95	-4,72	-5,28	-5,73	-6,09
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	5,33	4,87	5,32	5,82	6,30	6,76
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0188	0,0091	0,0056	0,0039	0,0029	0,0022
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,0325	0,0188	0,0125	0,0091	0,0070	0,0056
$\eta_x = A^2/C$	0,825	0,693	0,607	0,546	0,500	0,464
$10 \lg(\eta_x)$	-0,836	-1,592	-2,17	-2,63	-3,01	-3,34
$\theta_n w/\lambda = C/A^2$	1,212	1,443	1,648	1,832	2,00	2,16
$\theta_g w/\lambda$	1,179	1,365	1,568	1,731	1,885	2,028
$\theta w/\lambda = \sqrt{D/C}$	3,18	3,48	3,97	4,43	4,85	5,25
$\mathcal{L}_s/w = 2\pi\sqrt{G/C}$	1,187	0,947	0,811	0,721	0,655	0,605
$10 \lg[G_{sr}]$	+21,3	+27,5	+34,7	+38,5	+43,4	+48

Таблица А.4

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, $g(x')$ — ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫЕ

$g(x')$						
Номер рисунка	А.4					
$A = \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'$	0,495	0,594	0,693	0,792	0,891	1,000
$20 \lg(A)$	-6,02	-4,52	-3,18	-2,02	-1,002	0
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	0,330	0,462	0,594	0,726	0,858	1,000
$10 \lg C$	-4,81	-3,35	-2,26	-1,389	-0,663	0
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	3,92	5,00	6,66	10,00	20,00	—
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0082	0,0128	0,0209	0,0342	0,0542	0,0850

$$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$$

$$\eta_{\text{т}} = A^2/C$$

$$10 \lg (\eta_{\text{т}})$$

$$\theta_n w/\lambda = C/A^2$$

$$\theta_s w/\lambda$$

$$\theta w/\lambda = \sqrt{D/C}$$

$$\mathcal{E}_s/w = 2\pi\sqrt{G/C}$$

$$10 \lg [G_{\text{sr}}]$$

0,0206	0,0257	0,0334	0,0448	0,0608	0,0850
0,742	0,764	0,808	0,864	0,925	1,000
-1,293	-1,171	-0,924	-0,635	-0,338	0
1,347	1,309	1,237	1,157	1,081	1,000
1,273	1,242	1,172	1,076	0,976	0,886
3,45	3,29	3,35	3,71	4,83	—
0,993	1,046	1,179	1,364	1,579	1,832
+26,5	+28,7	+19	+15,1	+13,6	+13,3

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, УСЕЧЕННЫЕ—ГАУССОВЫ, $g(x') = \exp[-1,382(ax')^2]$ Таблица А.5

n	1,0	1,7	2,4	2,8	3,2
Спад у краев, дБ	-3,0	-8,67	-17,29	-23,5	-30,7
Номер рисунка			А.8		
$A = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g(x') dx'$	0,894	0,7433	0,595	0,523	0,463
$20 \lg(A)$	-0,974	-2,58	-4,51	-5,63	-6,69
$C = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g^2(x') dx'$	0,807	0,594	0,438	0,377	0,330
$10 \lg(C)$	-0,929	-2,26	-3,57	-4,24	-4,82
$D = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	—	—	—	—	—
$G = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0566	0,0290	0,0132	0,0085	0,0058
$H = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} (x')^2 g(x') dx'$	0,0690	0,0478	0,0291	0,0212	0,0154
$\eta_x = A^2/C$	0,990	0,930	0,808	0,727	0,650
$10 \lg(\eta_x)$	-0,0445	-0,313	-0,928	-1,387	-1,869
$\theta_n w/\lambda = C/A^2$	1,010	1,075	1,238	1,376	1,538
$\theta_s w/\lambda$	0,920	1,025	1,167	1,296	1,444
$\theta_w/\lambda = \sqrt{D/C}$	—	—	—	—	—
$\mathcal{L}_s/w = 2\pi\sqrt{G/C}$	1,664	1,389	1,091	0,949	0,834
$10 \lg[G_{sr}]$	+15,5	+20,8	+32,1	+37	+47,5

Таблица А.6
ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, КОСИНУСНЫЕ НА ПЬЕДЕСТАЛЕ $g(x') = k + (1-k)\cos(\pi x')$

k		0,5	0,3	0,2	0,1	0,05	0,03
Номер рисунка				A.9			
$A = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g(x') dx'$		0,815	0,741	0,704	0,667	0,649	0,641
$20 \lg(A)$		-1,775	-2,60	-3,05	-3,51	-3,76	-3,86
$C = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g^2(x') dx'$		0,689	0,597	0,559	0,524	0,509	0,503
$10 \lg C$		-1,619	-2,24	-2,53	-2,80	-2,93	-2,98
$D = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$		—	—	—	—	—	—
$G = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} [x' g(x')]^2 dx'$		0,0402	0,0281	0,0232	0,0193	0,0176	0,0170
$H = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} (x')^2 g(x') dx'$		0,0574	0,0463	0,0408	0,0353	0,0325	0,0314
$\eta_x = A^2/C$		0,965	0,920	0,888	0,849	0,827	0,817
$10 \lg(\eta_x)$		-0,1569	-0,363	-0,516	-0,711	-0,827	-0,877
$\theta_n w/\lambda = C/A^2$		1,037	1,087	1,126	1,178	1,210	1,224
$\theta_s w/\lambda$		0,996	1,028	1,069	1,121	1,151	1,165
$\theta w/\lambda = \sqrt{D/C}$		—	—	—	—	—	—
$\mathcal{E}_s/w = 2\pi\sqrt{G/C}$		1,518	1,363	1,283	1,206	1,170	1,156
$10 \lg[G_{sr}]$		+17,8	+20,5	+21,8	+22,9	+23,1	+23,1

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, ТЕЙЛОРОВСКИЕ 1)

n	2	3	4	5	6	8
	20	25	30	35	40	45
Уровень боковых лепестков						
Номер рисунка						
$A = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g(x') dx'$ $20 \lg(A)$	0,756	0,689	0,638	0,596	0,562	0,532
	-2,43	-3,23	-3,90	-4,49	-5,01	-5,48
$C = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g^2(x') dx'$ $10 \lg(C)$	0,601	0,528	0,478	0,442	0,414	0,390
	-2,21	-2,78	-3,20	-3,55	-3,83	-4,03
$D = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	—	—	—	—	—	—
$G = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0325	0,0224	0,0167	0,0131	0,0107	0,0090
$H = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} (x')^2 g(x') dx'$ $\eta_{\Sigma} = A^2/C$ $10 \lg(\eta_{\Sigma})$ $\theta_n w/\lambda = C/A^2$ $\theta_s w/\lambda$ $\theta w/\lambda = \sqrt{D/C}$ $\mathcal{E}_s/w = 2\pi \sqrt{G/C}$ $10 \lg[G_{sr}]$	0,0517	0,0417	0,0344	0,0289	0,0247	0,0213
	0,951 -0,218 1,051 0,983	0,900 -0,455 1,111 1,049	0,850 -0,704 1,176 1,115	0,804 -0,948 1,244 1,179	0,763 -1,178 1,311 1,250	0,726 -1,390 1,377 1,301
	—	—	—	—	—	—
	1,462 +20,9	1,297 +25,9	1,176 +30,9	1,085 +35,9	1,015 +40,9	0,959 +45,9

1) Определение дано на стр. 262.

Таблица А.8

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ. СПЕЦИАЛЬНЫЕ

$g(x')$	Хэмминге $0,54 + 0,46 \cos(2\pi x')$	$ \sin(2\pi x) $
Номер рисунка	А.11	
$A = \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'$ $20 \lg A$	0,536 -5,43	0,640 -3,88
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$ $10 \lg C$	0,394 -4,05	0,505 -2,97
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	—	—
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0092	0,0349
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$ $\eta_x = A^2/\bar{C}$ $10 \lg(\eta_x)$ $\theta_n w/\lambda = C/A^2$ $\theta_s w/\lambda$ $\Theta w/\lambda = \sqrt{D/\bar{C}}$ $\mathcal{L}_s/w = 2\pi\sqrt{G/\bar{C}}$ $10 \lg[G_{sr}]$	0,0216 0,729 -1,375 1,373 1,296 — 0,961 +42,8	0,0468 0,811 -0,909 1,233 0,936 — 1,654 +7,9

Таблица А.9

НЕЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ $g(x') = x' \cos^n(\pi x')$

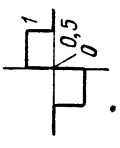
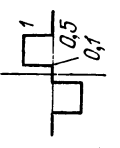
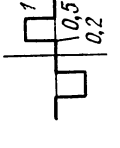
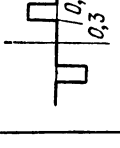
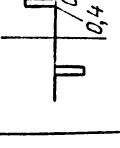
$g(x')$	$x' \cos(\pi x')$	$x' \cos^2(\pi x')$	$x' \cos^3(\pi x')$	$x' \cos^4(\pi x')$	$x' \cos^5(\pi x')$	$x' \cos^6(\pi x')$
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	0,507	0,432	0,379	0,340	0,310	0,288
$10 \lg C$	-2,95	-3,64	-4,22	-4,69	-5,08	-5,41
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	0,641	0,329	0,247	0,205	0,1785	0,1596
$F = 2\pi \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') dx'$	1,050	0,775	0,605	0,494	0,416	0,360
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0398	0,0226	0,0148	0,0105	0,0080	0,0063
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,0513	0,0326	0,0227	0,0168	0,0131	0,0105
$K_r = \frac{\sqrt{12} F}{2\pi \sqrt{C}}$	0,808	0,647	0,539	0,465	0,410	0,368
$20 \lg(K_r)$	-1,847	-3,79	-5,36	-6,66	-7,75	-8,69
$10 \lg(G_r)$	-2,56	-3,24	-3,82	-4,30	-4,69	-5,02
$10 \lg\left(\frac{G_{se}}{P_k}\right)$	+18,6	+26,1	+33,4	+40,1	+47,3	+54

Таблица А.10
НЕЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, УСЕЧЕННЫЕ РЕЛЕЕВСКИЕ. $g(x')=2,74 \text{ } \pi x' \exp [-1,382 (\pi x')^2]$

а	1,2	2,175	2,52	2,88	3,34	3,87
	0	-4,84	-8,87	-13,02	-20,3	-30,5
Слаб. у краев, дБ						
Номер рисунка				А.13		
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	0,520	0,608	0,551	0,493	0,428	0,371
$10 \lg (C)$	-2,84	-2,20	-2,59	-3,07	-3,68	-4,31
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	—	—	—	—	—	—
$F = 2\pi \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') dx'$	1,309	1,287	1,148	0,984	0,791	0,611
$G = \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') ^2 dx'$	0,0699	0,0564	0,0430	0,0311	0,0206	0,0133
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,0761	0,0681	0,0579	0,0467	0,0343	0,0236
$K_r = \frac{\sqrt{12} F}{2\pi \sqrt{C}}$	0,995	0,909	0,848	0,769	0,663	0,551
$20 \lg (K_r)$	-0,0395	-0,829	-1,433	-2,28	-3,57	-5,18
$10 \lg (G_r)$	-2,24	-2,25	-2,46	-2,79	-3,32	-3,95
$10 \lg \left[\frac{G_{\text{св}}}{\eta_x} \right]$	+12,6	+20,0	+26,0	+30,8	+40,6	+52,7

Таблица А.11



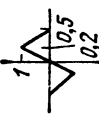
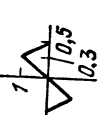
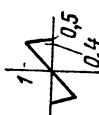
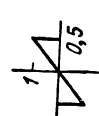
НЕЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ. ПРЯМОУГОЛЬНЫЕ

$g(x')$					
Номер рисунка	А. 14				
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	1	0,800	0,600	0,400	0,200
$10 \lg(C)$	0	-0,997	-2,22	-3,98	-6,99
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	—	—	—	—	—
$F = 2\pi \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') dx'$	1,586	1,518	1,325	1,008	0,566
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0850	0,0842	0,0793	0,0662	0,0411
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,0850	0,0842	0,0793	0,0662	0,0411
$K_r = \frac{\sqrt{12} F}{2\pi \sqrt{C}}$	0,874	0,935	0,943	0,878	0,698
$20 \lg(K_r)$	-1,166	-0,580	-0,511	-1,127	-3,13
$10 \lg(G_r)$	-2,76	-2,39	-2,87	-4,23	-7,07
$10 \lg \left[\frac{G_{3\sigma}}{\eta_{\text{тр}}} \right]$	+13,3	+15,5	+8,44	+6,03	+7,42

Прил. А

Таблица А.12

НЕЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, ТРЕУГОЛЬНЫЕ

$g(x')$						
Номер рисунка						А. 12
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^3(x') dx'$	0,333	0,333	0,333	0,333	0,333	0,333
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	4,00	25,00	16,67	16,67	25,00	4,00
$F = 2\pi \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') dx'$	0,518	0,622	0,726	0,829	0,933	1,068
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0087	0,0125	0,0188	0,0270	0,0373	0,0520
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,0206	0,0255	0,0321	0,0404	0,0503	0,0643
$K_r = \frac{\sqrt{12} F}{2\pi \sqrt{C}}$	0,502	0,594	0,693	0,792	0,890	1
$20 \lg K_r$	-5,98	-4,53	-3,19	-2,03	-1,01	0
$10 \lg (G_r)$	-5,09	-3,85	-3,08	-2,69	-2,53	-2,43
$10 \lg \left[\frac{G_{se}}{\eta_x} \right]$	—	+31,5	+25,0	+14,1	+11,5	+10,7

Разд. А.3

Таблица А.13
НЕЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ. ПРОИЗВОДНЫЕ ТЕЙЛОРОВСКИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, $g(x') = x' g_T(x')$

n	2	3	4	5	6	8
Уровень боковых лепестков	20	25	30	35	40	45
Номер рисунка			А.15			
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	0,486	0,682	0,608	0,553	0,517	0,489
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	-3,13	-1,660	-2,16	-2,57	-2,86	-3,11
$F = 2\pi \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') dx'$	1,258	1,444	1,303	1,177	1,074	0,985
$G = \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') ^2 dx'$	0,0628	0,0759	0,0579	0,0455	0,0374	0,0316
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,0723	0,0801	0,0695	0,0604	0,0530	0,0468
$K_r = \frac{\sqrt{12} F}{2\pi \sqrt{C}}$	0,989	0,959	0,918	0,868	0,819	0,773
$20 \lg(K_r)$	-0,0968	-0,366	-0,755	-1,227	-1,731	-2,24
$10 \lg(G_r)$	-2,21	-2,18	-2,25	-2,40	-2,57	-2,76
$10 \lg \left[\frac{G_{se}}{\eta_{\pi}} \right]$	+14,2	+17,3	+21,3	+25,0	+29,9	+34

1) Определение $g_T(x')$ дано на стр. 262.

Таблица А.14

НЕЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, СПЕЦИАЛЬНЫЕ

$g(x')$	$\sin(2\pi x)$	$4x' \sqrt{1-4(x')^2}$
Номер рисунка	А.16	
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	0,495	0,528
$10 \lg(C)$	-3,05	-2,77
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right] dx'$	0	0
$F = 2\pi \int_{-1/2}^{1/2} x' g(x') dx'$	0,990	1,216
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0349	0,0565
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,0468	0,0655
$K_r = \frac{\sqrt{12} F}{2\pi \sqrt{C}}$	0,772	0,918
$20 \lg(K_r)$	-2,25	-0,741
$10 \lg(G_r)$	-2,70	-2,29
$10 \lg \left[\frac{G_{se}}{\eta_K} \right]$	+21,0	+14,1

Таблица А.13

КРУГОВЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, $g(r') = [1 - (2r')^2]^n$

n	(равномерное) 0	1	2	3	4
Номера рисунков:	А. 17	А. 18			
$A = 8 \int_0^{1/2} r' g(r') dr'$	1	0,490	0,327	0,245	0,1960
$20 \lg(A)$	0	-6,20	-9,72	-12,22	-14,15
$C = 8 \int_0^{1/2} r' g^2(r') dr'$	1	0,327	0,1960	0,1399	0,1088
$10 \lg(C)$	0	-4,86	-7,08	-8,54	-9,63
$\eta_a = A^2/C$	1	0,735	0,545	0,429	0,353
$10 \lg(\eta_a)$	0	-1,338	-2,64	-3,68	-4,52
$\theta_n D/\lambda = C/A^2$	1	1,361	1,836	2,33	2,83
$\theta_0 D/\lambda$	1,016	1,267	1,467	1,681	1,889
$10 \lg[G_{sr}]$	+17,6	+24,5	+30,5	+35,8	+40,6

Прил. А

Таблица А.16

КРУГОВЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, УСЕЧЕННЫЕ ГАУССОВЫ, $g(r') = \exp | -1,382 (nr')^2 |$

n	1	1,1	2,4	2,8	3,2
След у краев. дб	-3	-6,67	-17,29	-23,5	-30,7
Номер расвязки			A.19		
$A = 8 \int_0^{1/2} r' g(r') dr'$	0,843	0,627	0,428	0,339	0,269
$20 \lg(A)$	-1,486	-4,05	-7,37	-9,40	-11,39
$C = 8 \int_0^{1/2} r' g^2(r') dr'$	0,718	0,427	0,242	0,1801	0,1383
$10 \lg(C)$	-1,441	-3,70	-6,16	-7,44	-8,59
$\eta_r = A^2/C$	0,990	0,922	0,757	0,638	0,525
$10 \lg(\eta_r)$	-0,0445	-0,354	-1,212	-1,952	-2,80
$\theta_n D/\lambda = C/A^2$	1,010	1,085	1,322	1,567	1,905
$\theta_n D/\lambda$	1,049	1,120	1,224	1,338	1,469
$10 \lg[G_{gr}]$	+19,2	+23,3	+34,5	+43,3	+49,1

КРУГОВЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, КРУГОВЫЕ ТЕЙЛОРОВСКИЕ ¹⁾

\bar{n}	2	3	4	5	6	8
Уровень боковых лепестков	20	25	30	35	40	45
Номер рисунка			А. 20			
$A = 8 \int_0^{1/2} r' g(r') dr'$	0,681	0,558	0,503	0,438	0,394	0,359
$20 \lg(A)$	-3,33	-5,06	-5,97	-7,17	-8,09	-8,93
$C = 8 \int_0^{1/2} r' g^2(r') dr'$	0,480	0,341	0,299	0,248	0,220	0,1968
$10 \lg(C)$	-3,18	-4,67	-5,24	-6,06	-6,58	-7,06
$\eta_a = A^2/C$	0,966	0,914	0,846	0,774	0,706	0,651
$10 \lg(\eta_a)$	-0,1490	-0,389	-0,725	-1,113	-1,510	-1,867
$\theta_n/D/\lambda = C/A^2$	1,035	1,094	1,182	1,292	1,416	1,537
$\theta_3 D/\lambda$	1,076	1,120	1,164	1,234	1,287	1,334
$10 \lg[G_{sr}]$	+22,0	+26,2	+31,2	+36,6	+41,0	+45,0

¹⁾ Определение дано на стр. 263.

А.4. ГРАФИКИ (А.4—А.20)

В этом разделе приведены все данные, необходимые для описания перечисленных в табл. А.18 видов амплитудных распределений по раскрыву и соответствующих им диаграмм направленности антенн. Амплитудные распределения по раскрыву разделены на три вида: четные, нечетные и круговые. Для каждого из видов распределений приводятся группы по четыре графика:

а) Амплитудного распределения $g(x')$. Кривые g , g^2 и $20 \lg(g)$ вычерчены в виде функции нормированной координаты раскрыва по дальности x' для значений $0 < x' < 0,5$. Кривые даны только для положительных значений x' , так как функции имеют либо четную, либо нечетную симметрию относительно оси.

б) Нормированные диаграммы направленности антенн. Кривые описывающие диаграммы направленности по напряжению F/F_m и диаграммы направленности по мощности $(F/F_m)^2$, вычерчены в виде функций нормированного угла u' . Область вблизи главного лепестка вычерчена в увеличенном масштабе по углу.

в) Нормированные диаграммы направленности антенн, вычерченные в полупологарифмическом масштабе. Область вблизи главного лепестка для увеличения точности отсчета также вычерчена в увеличенном масштабе.

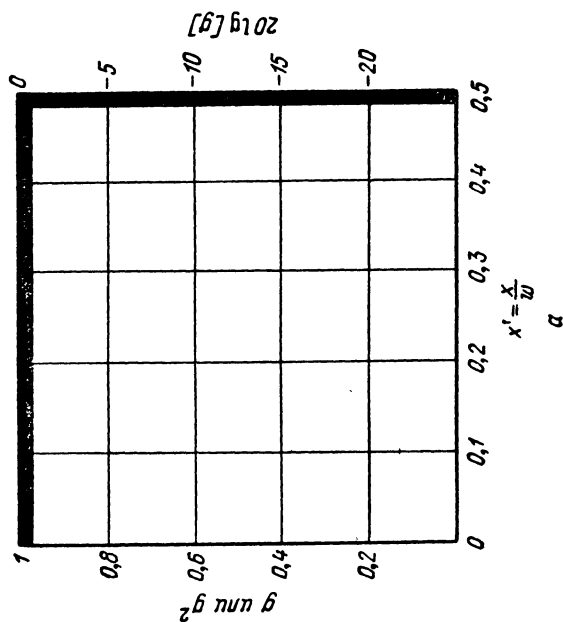
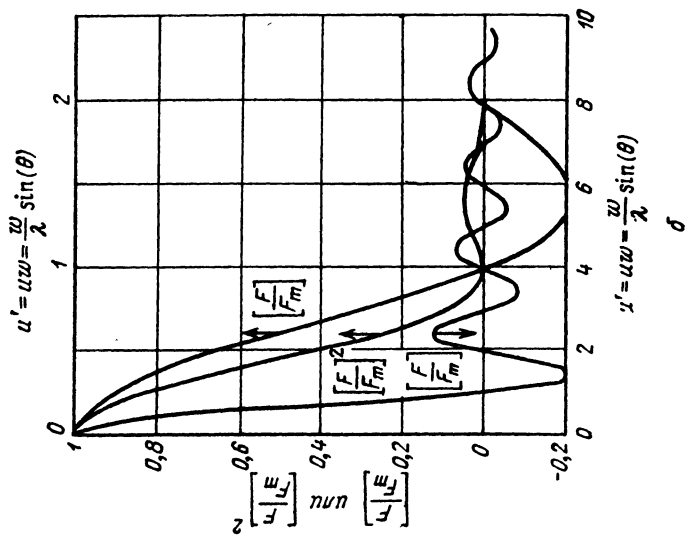
г) Нормированные диаграммы направленности антенн, вычерченные в логарифмическом масштабе. Кривая диаграммы направленности разделена на две части, представленные на одном графике, причем масштаб для одной части нанесен на общий график сверху, а для другой — снизу. На этом же графике показана часть главного лепестка в пределах $0,1 < u' < 1,0$ в увеличенном, для большей точности отсчета, масштабе по вертикали.

Таблица А.18

ПЕРЕЧЕНЬ ГРАФИКОВ АМПЛИТУДНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ПО РАСКРЫВУ

Номер рисунка	Вид амплитудного распределения	Номер рисунка	Вид амплитудного распределения
А.4	Равномерное прямоугольное	А.12	Линейное нечетное,
А.5	Косинусное	А.13	Усеченное релейское, $n=2,88$
А.6	Косинус-квадратное	А.14	Прямоугольное нечетное
А.7	Параболическое	А.15	Производное тейлоровское, УБЛ=30 дБ
А.8	Усеченное гауссово, $n=2,4$	А.16	$\sin(2\pi x')$
А.9	Косинусное на пьедестале $k=0,2$	А.17	Равномерное круговое
А.10	Тейлоровское, $n=4$, УБЛ ¹⁾ =30 дБ	А.18	Параболическое круговое
А.11	Хэмминга	А.19	Усеченное гауссово круговое, $n=2,4$
		А.20	Тейлоровское круговое, $n=4$, УБЛ=30 дБ

¹⁾ УБЛ—уровень боковых лепестков.



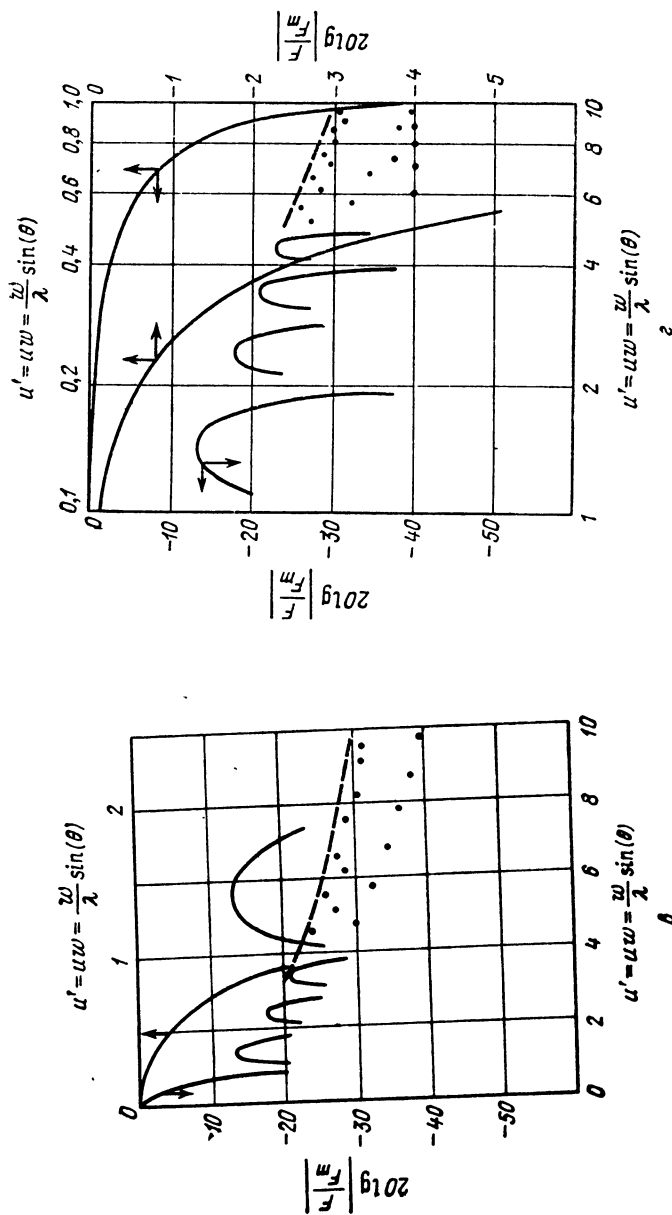
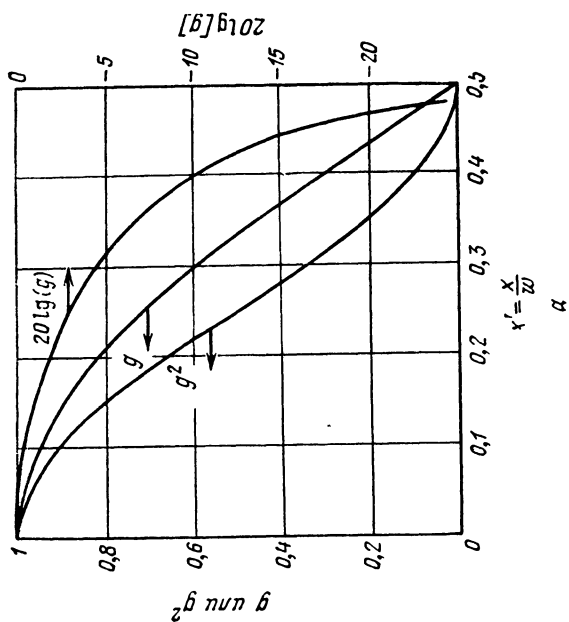
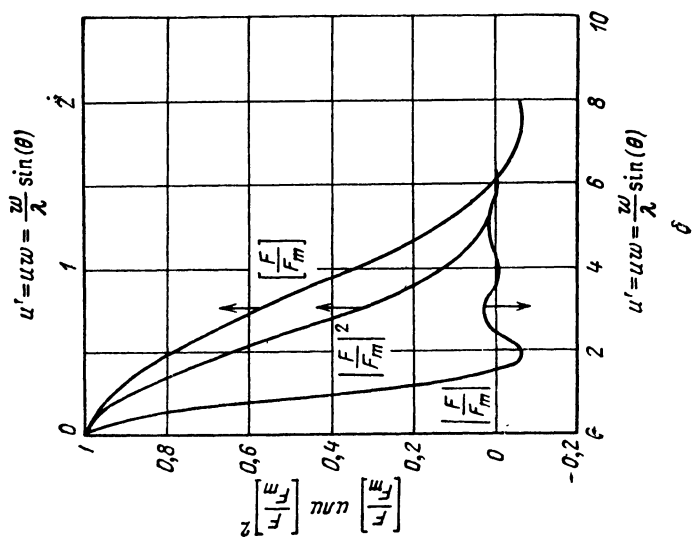


Рис. А.4. Равномерное прямоугольное распределение $g(x')$.



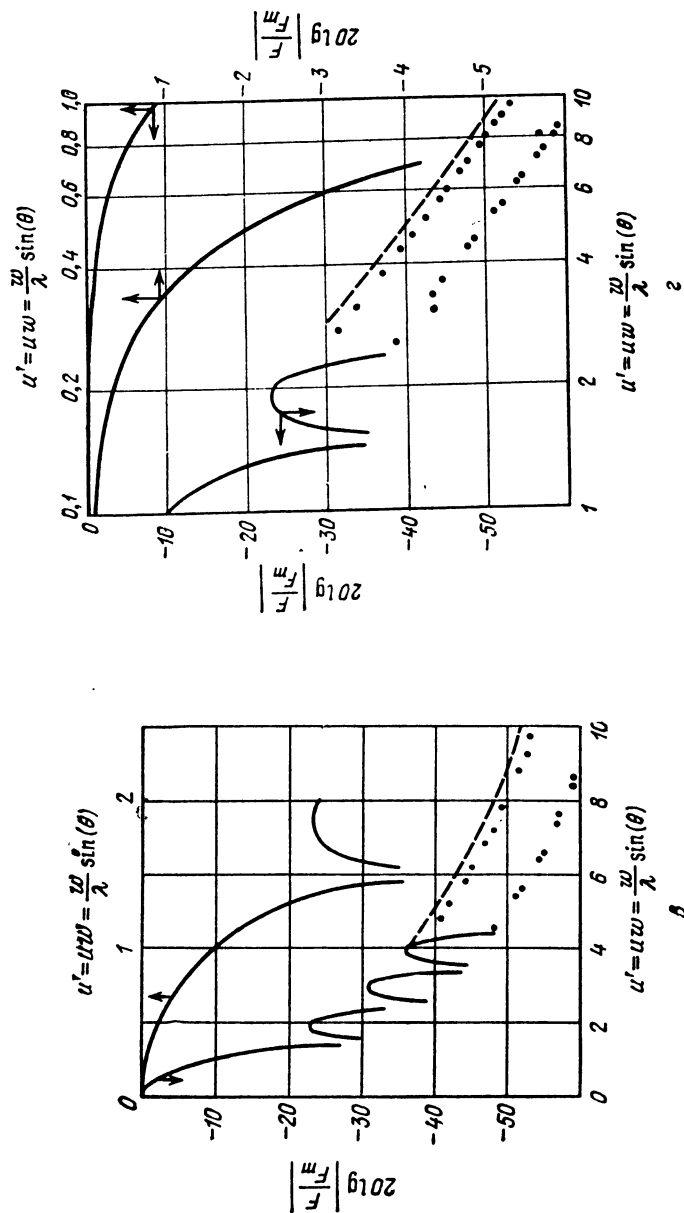
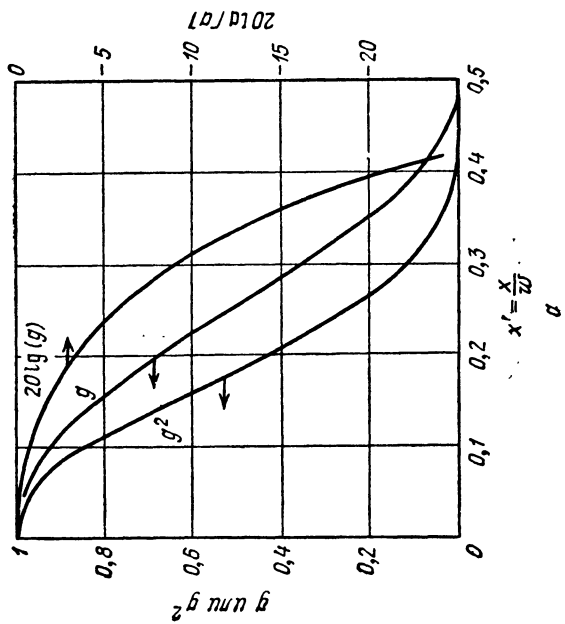
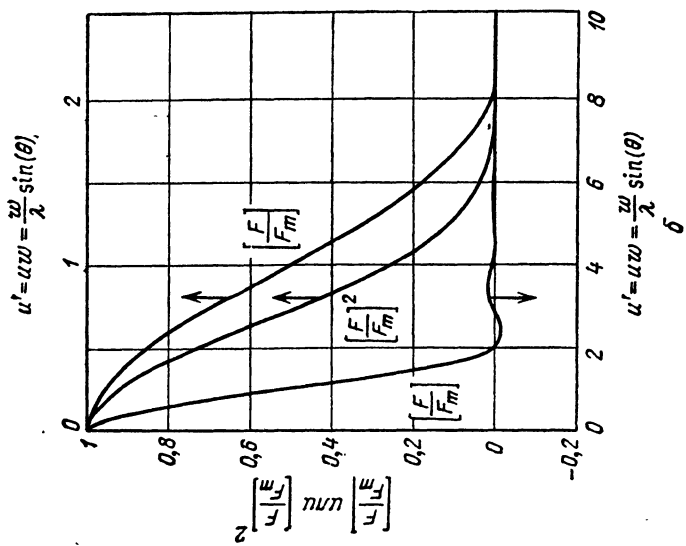


Рис. А.5. Косинусное распределение $g(x') = \cos(\pi x')$,



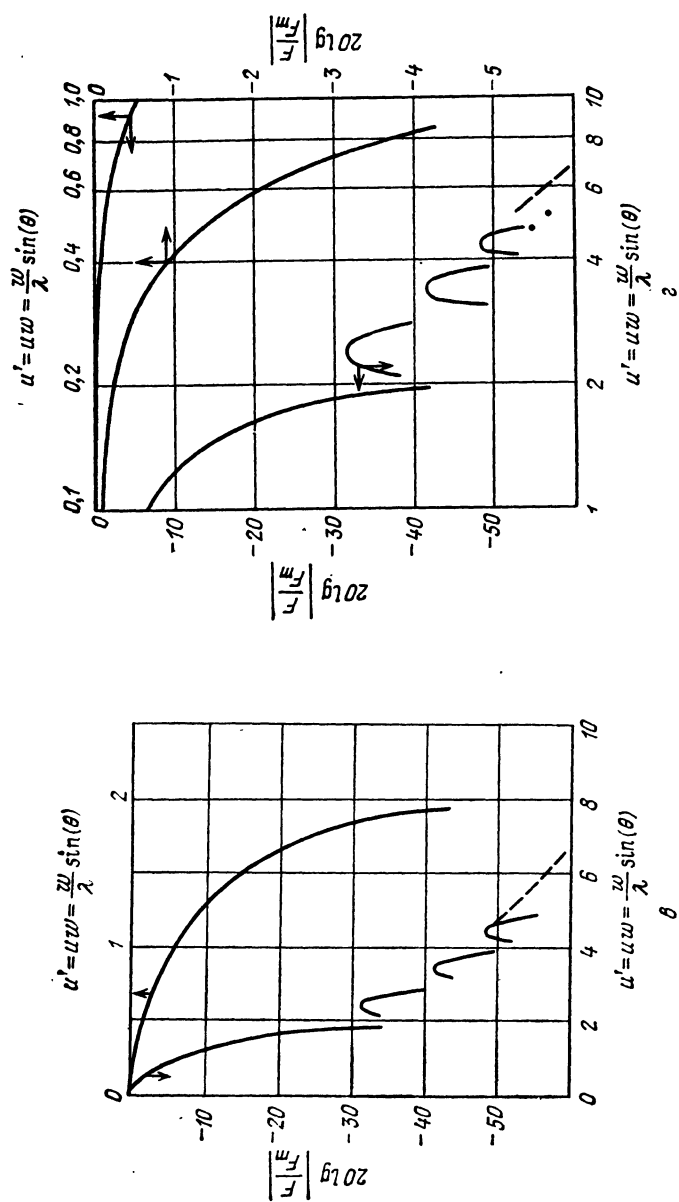
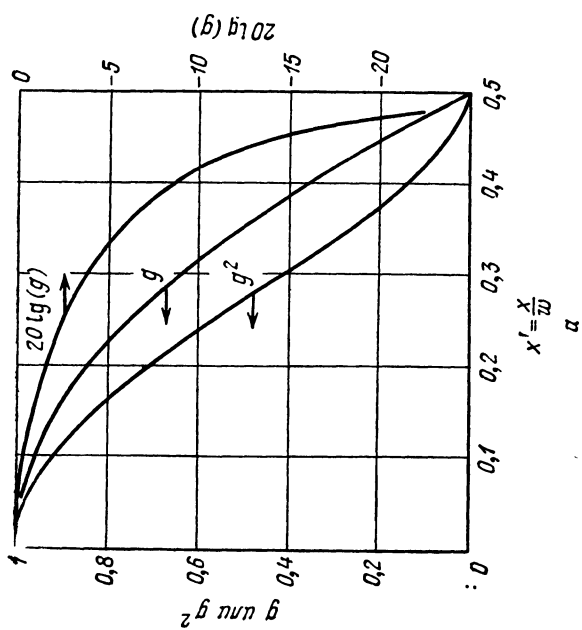
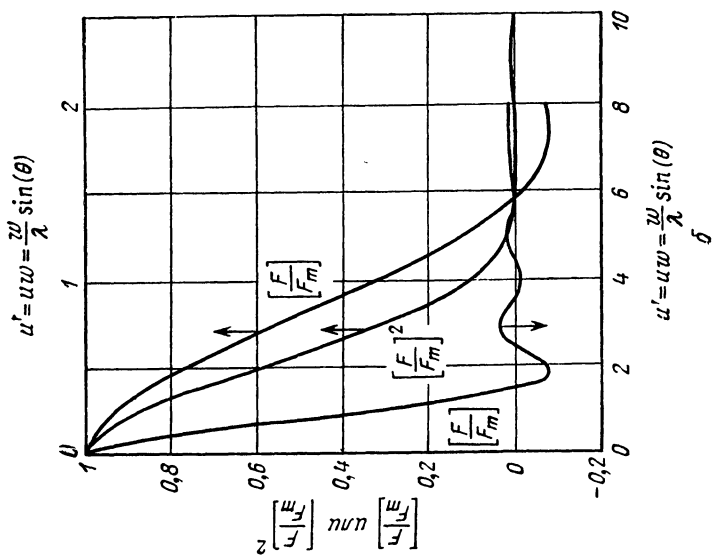


Рис. А.6. Косинус-квадратное распределение $g(x') = \cos^2(\pi x')$.



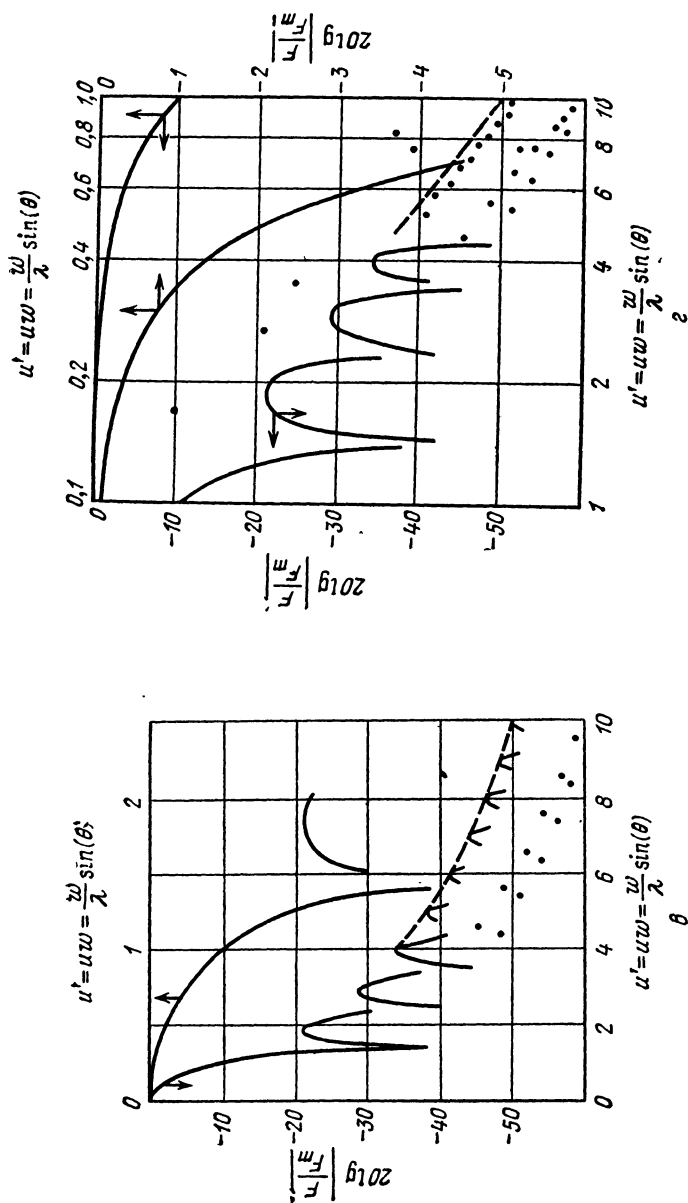
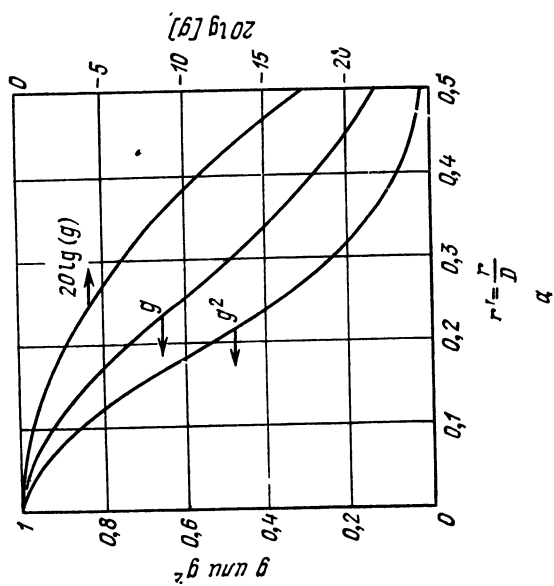
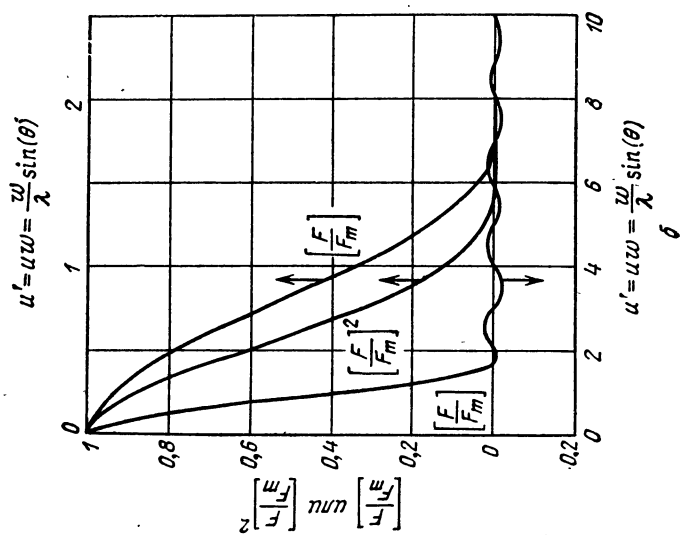


Рис. А.7. Параболическое распределение $g(x') = [1 - 4(x')^2]$.



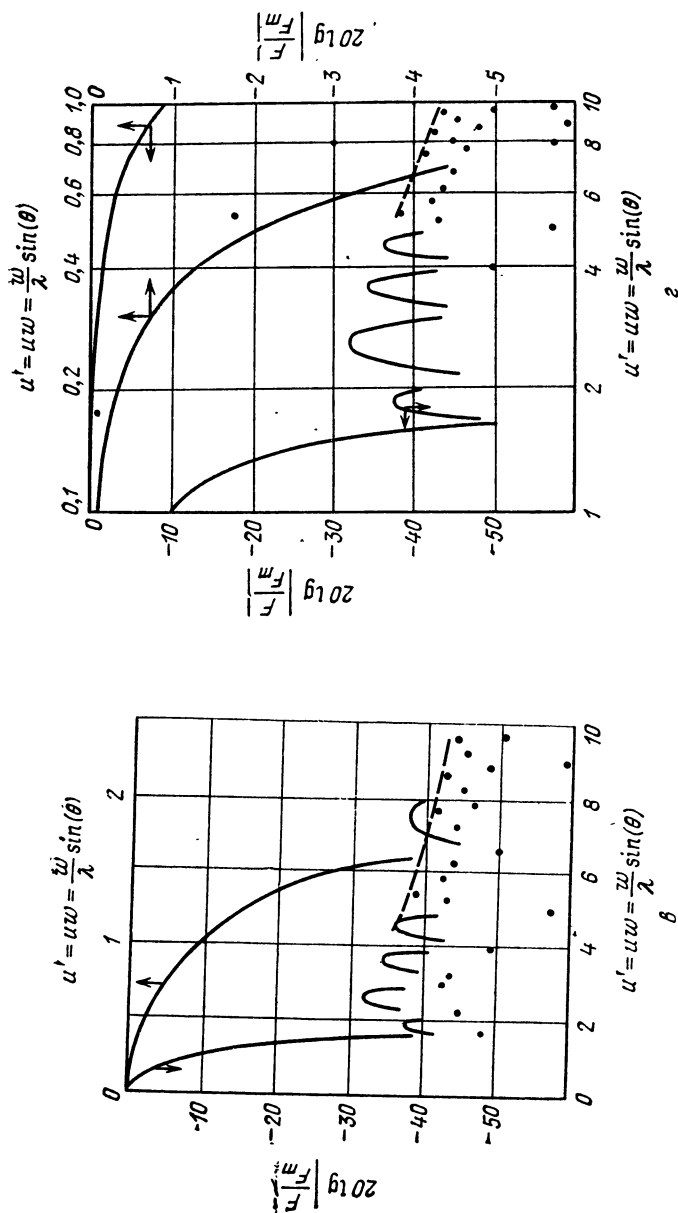
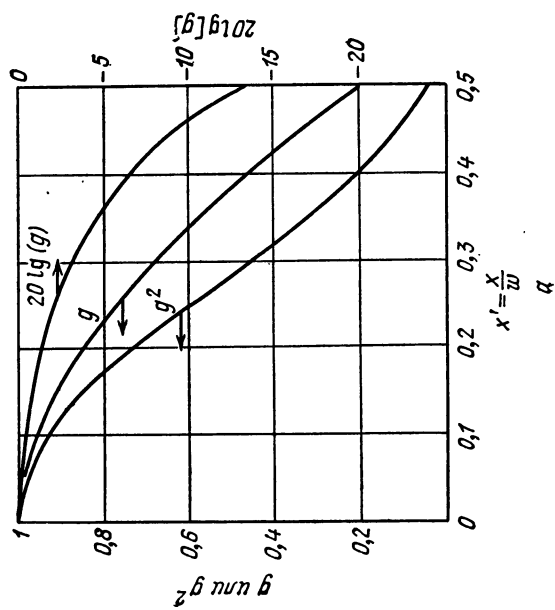
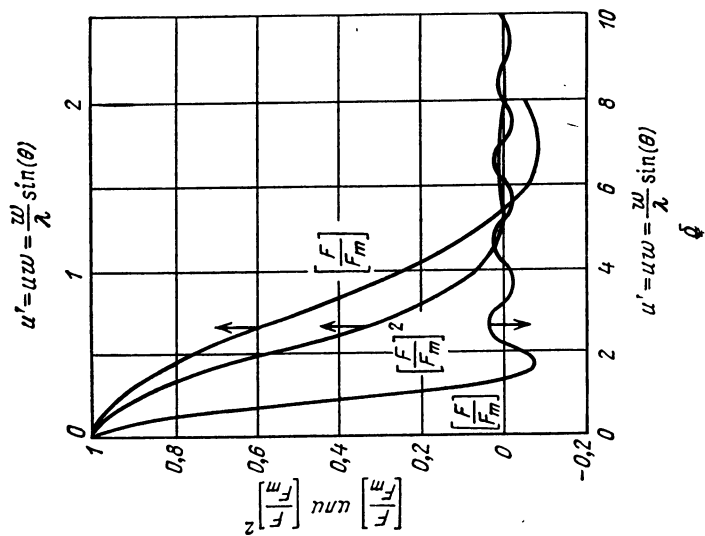


Рис. А.8. Усеченное гауссово распределение $g(x') = \exp[-1,382(n x')^2]$, $n=2,4$.



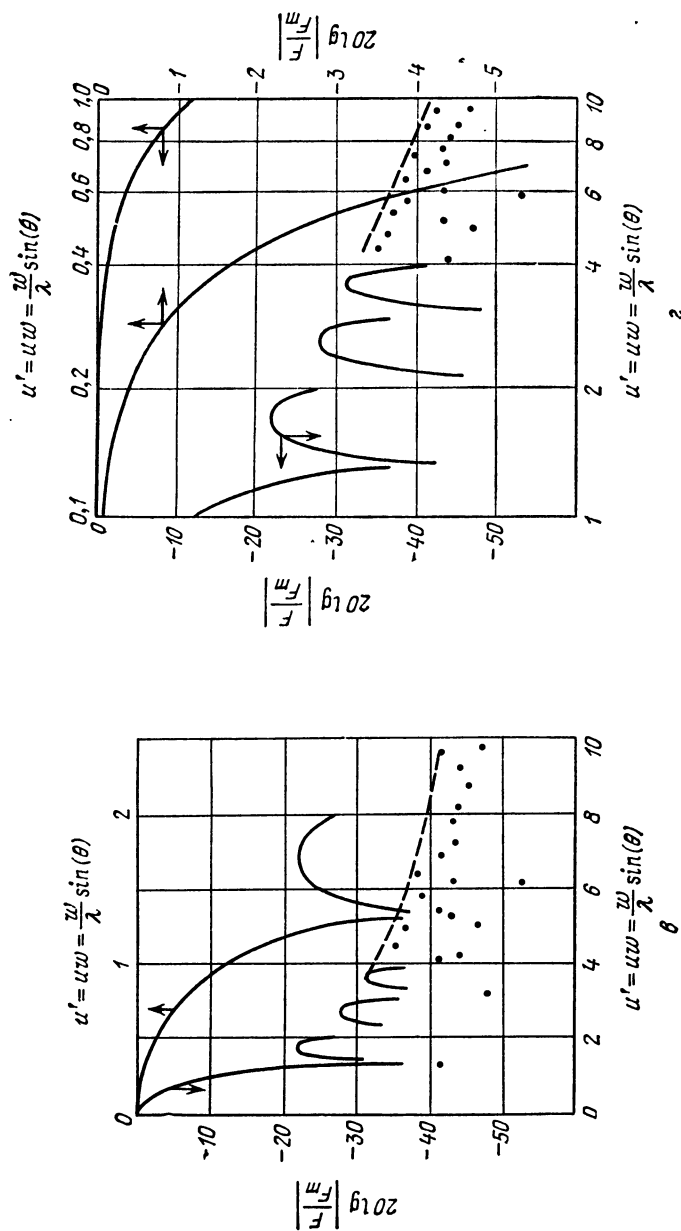
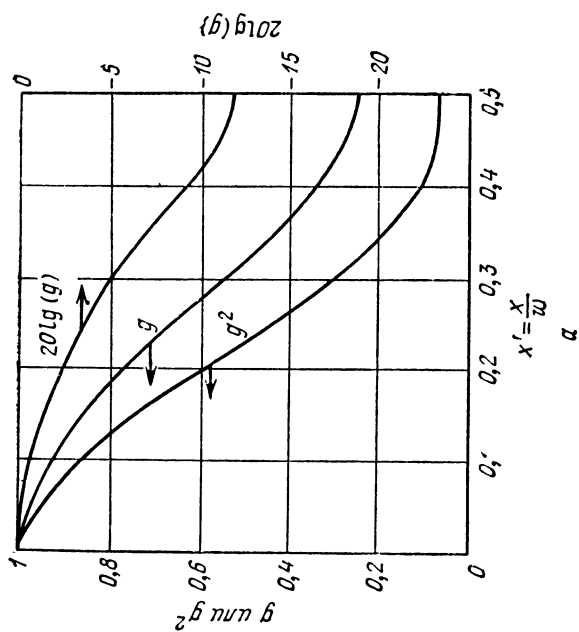
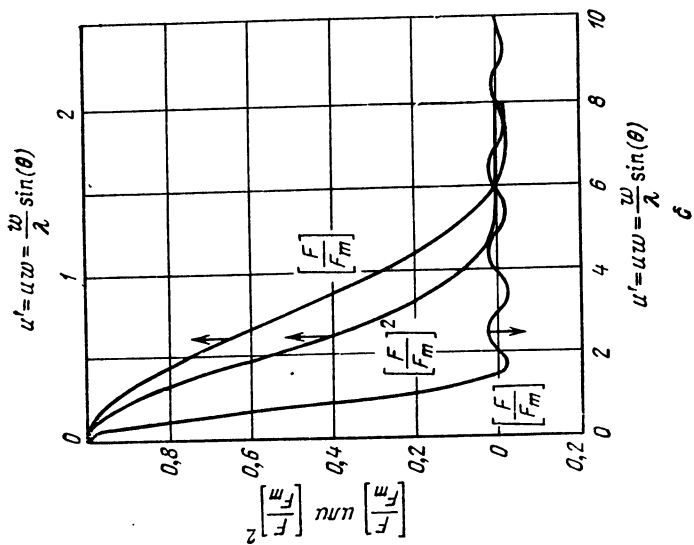


Рис. А.9. Распределение косинусное на пьедестале $g(x') = k + (1 - k) \cos(\pi x')$, $k=0,2$.



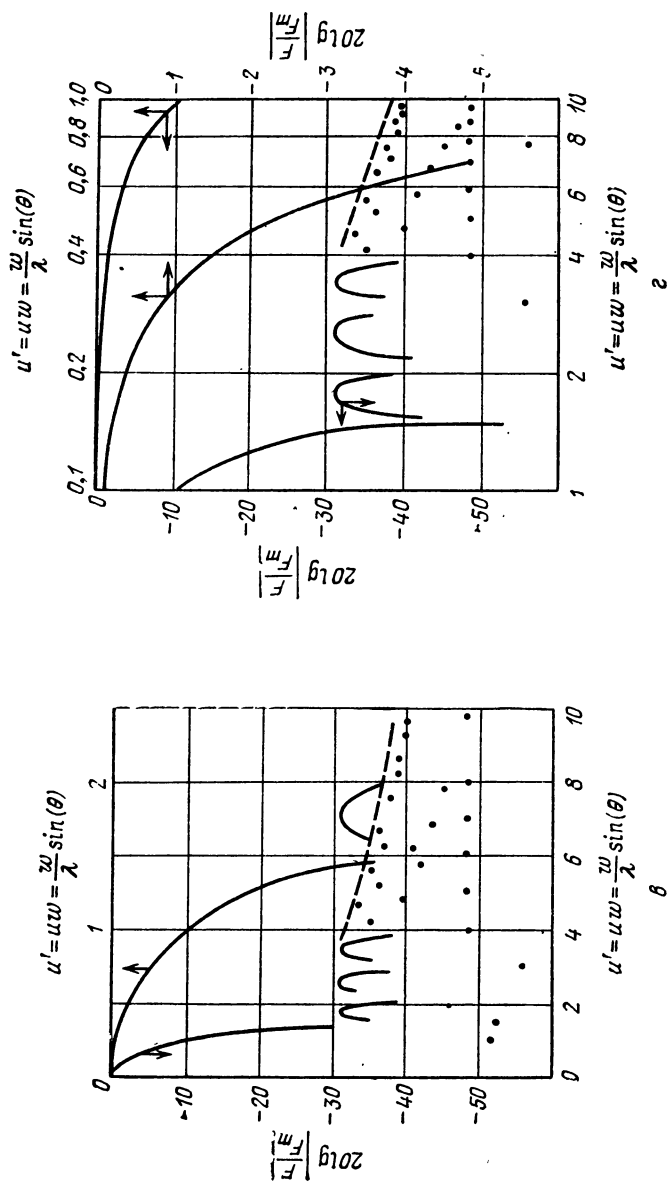
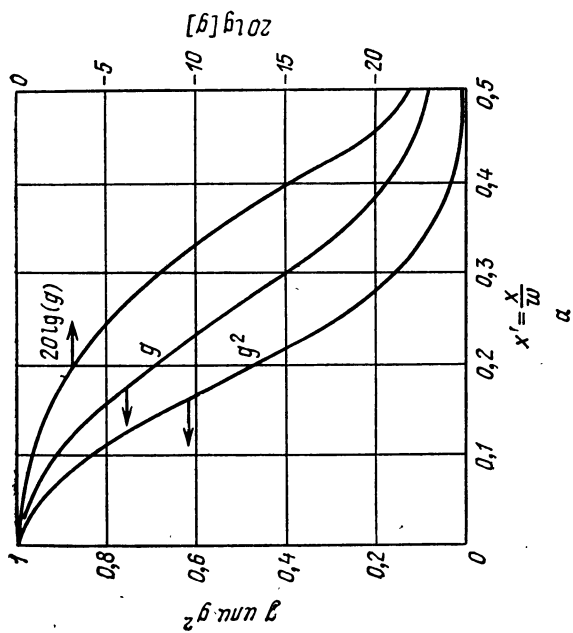
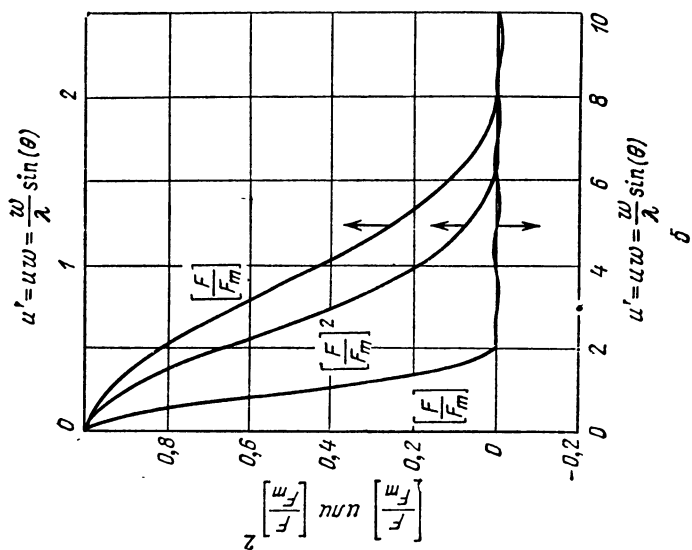


Рис. А.10. Тейлоровское распределение $g_T(x')$, $\bar{n}=4$, УБЛ=30 дБ



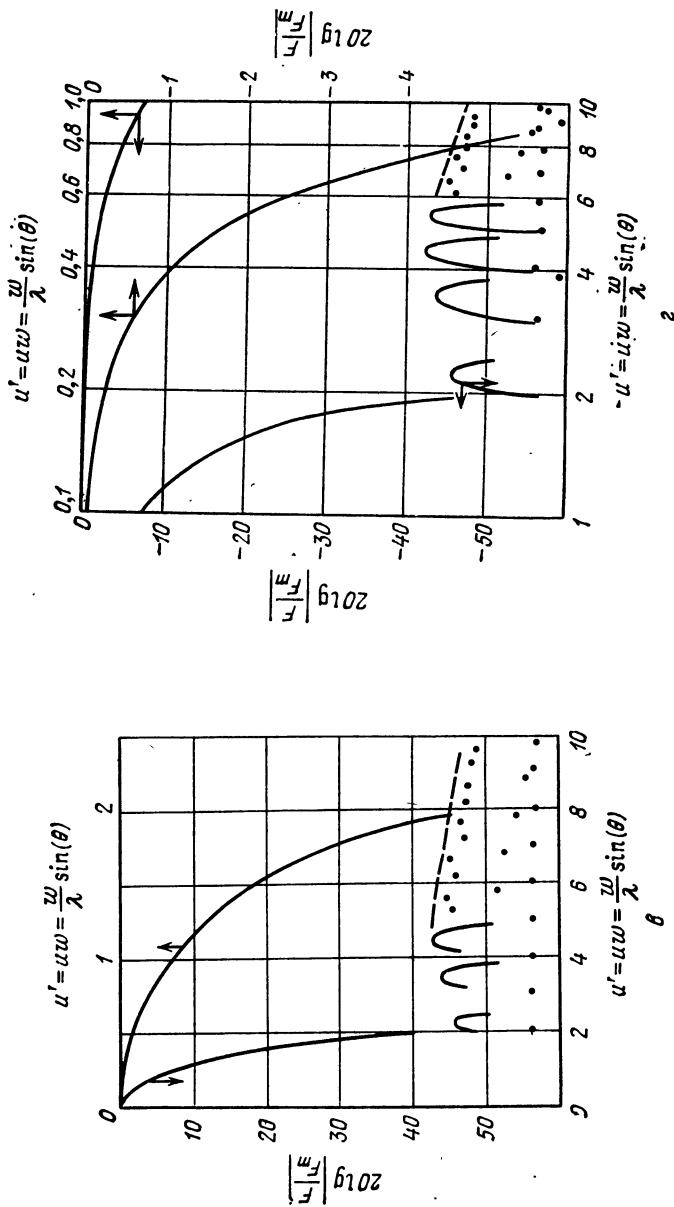
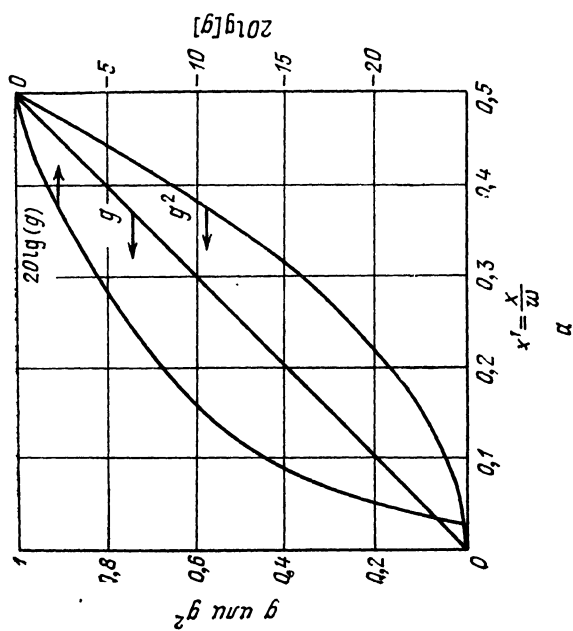
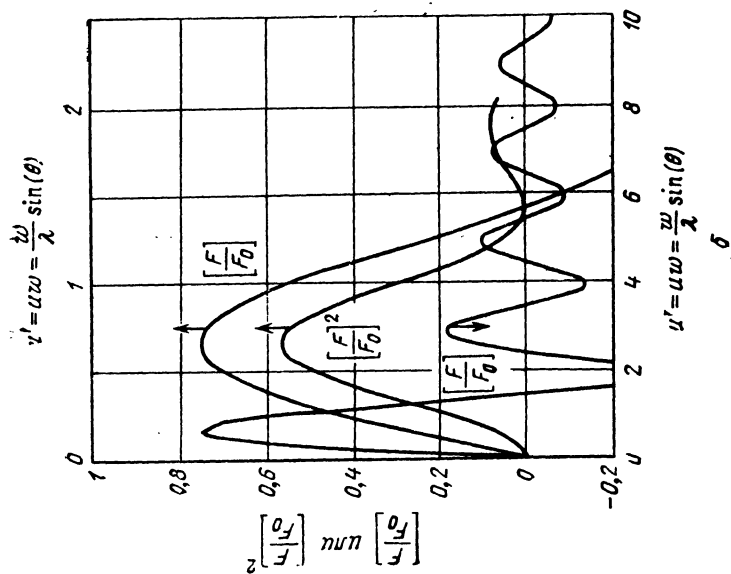


Рис. А.11. Распределение Хэмминга $g(x') = 0.54 + 0.46 \cos(2\pi x')$.



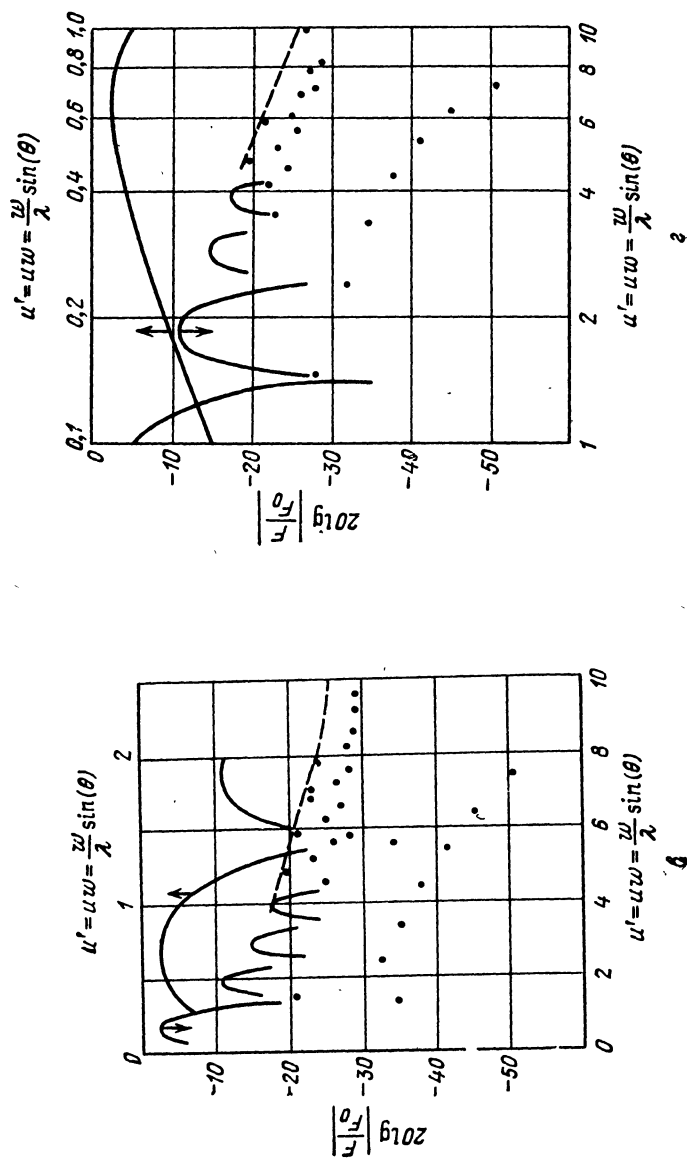
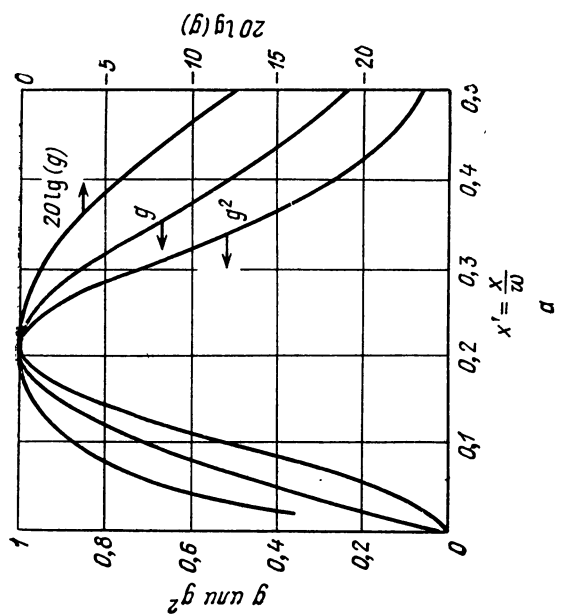
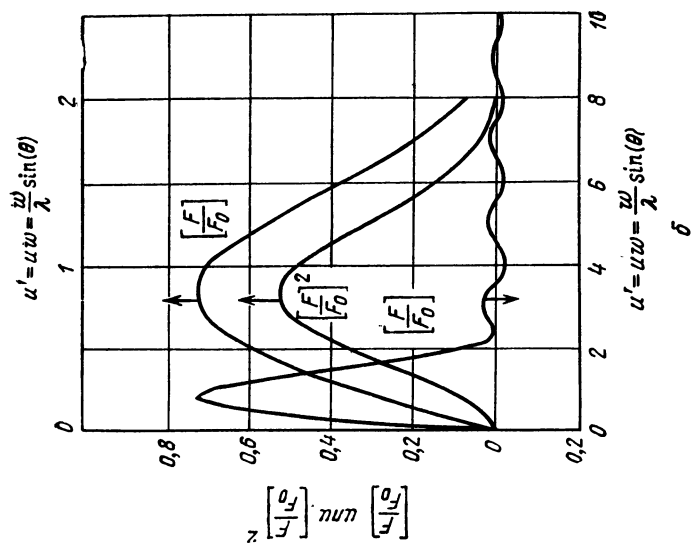


Рис. А.12. Линейное нечетное распределение $g(x')$.



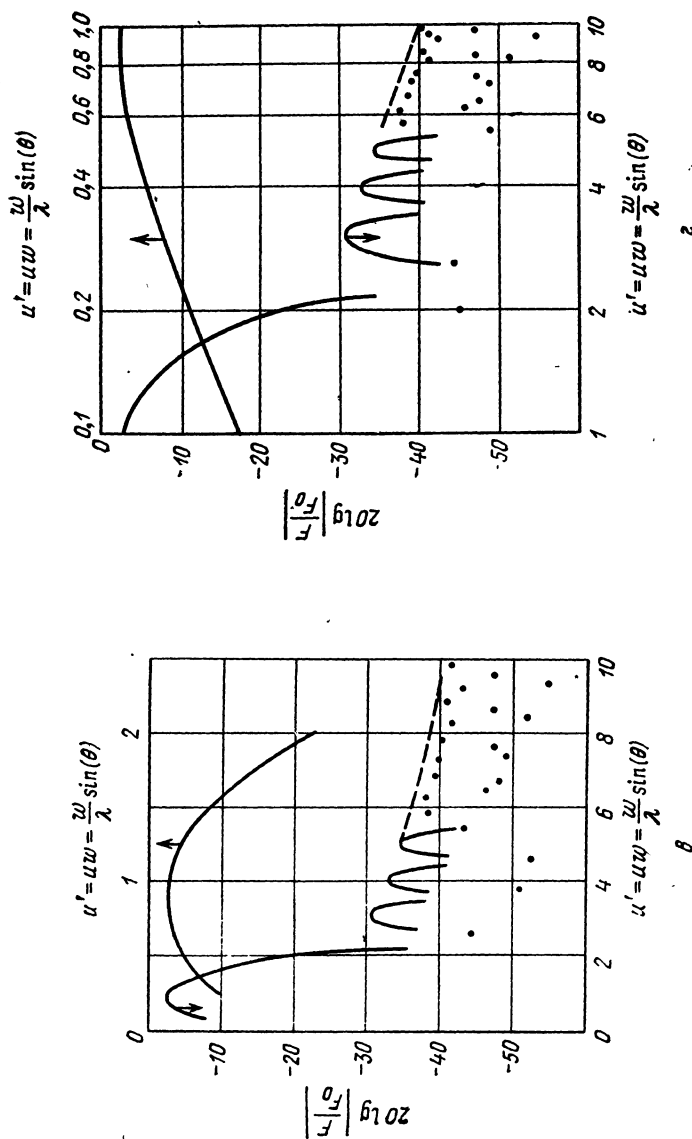
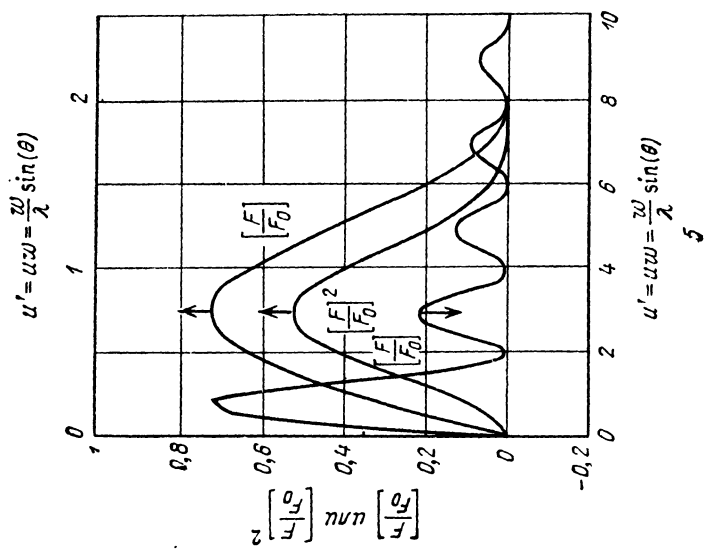
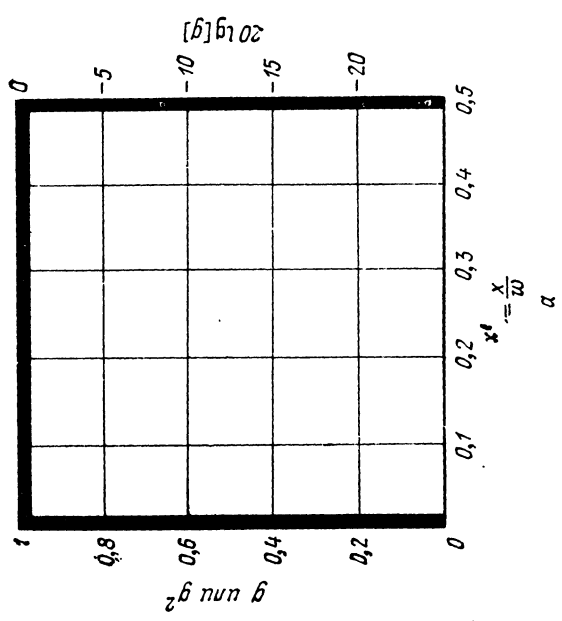


Рис. А.13. Усеченное релеевское распределение $g(x') = 2,74 (nx') \exp[-1,382 \times (nx')^2]$, $n = 2,88$.



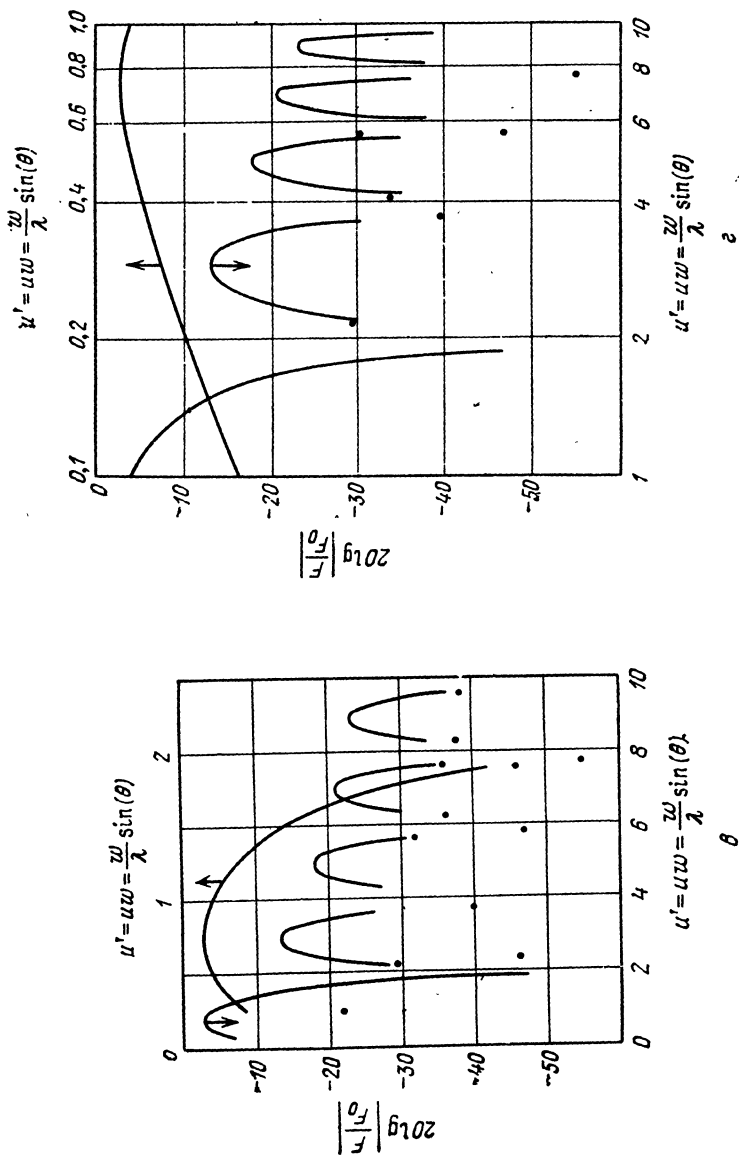
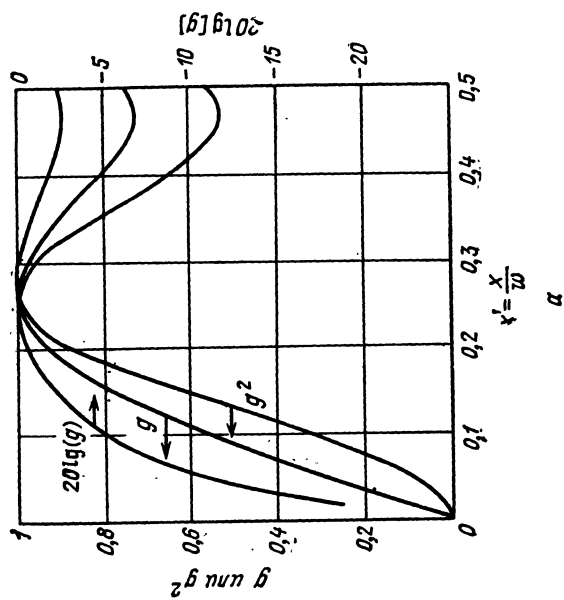
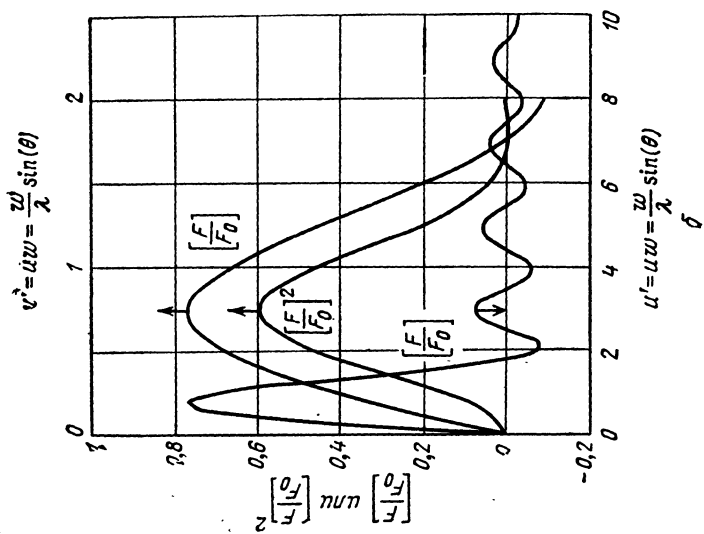


Рис. А.14 Прямоугольное нечетное распределение $g(x')$.



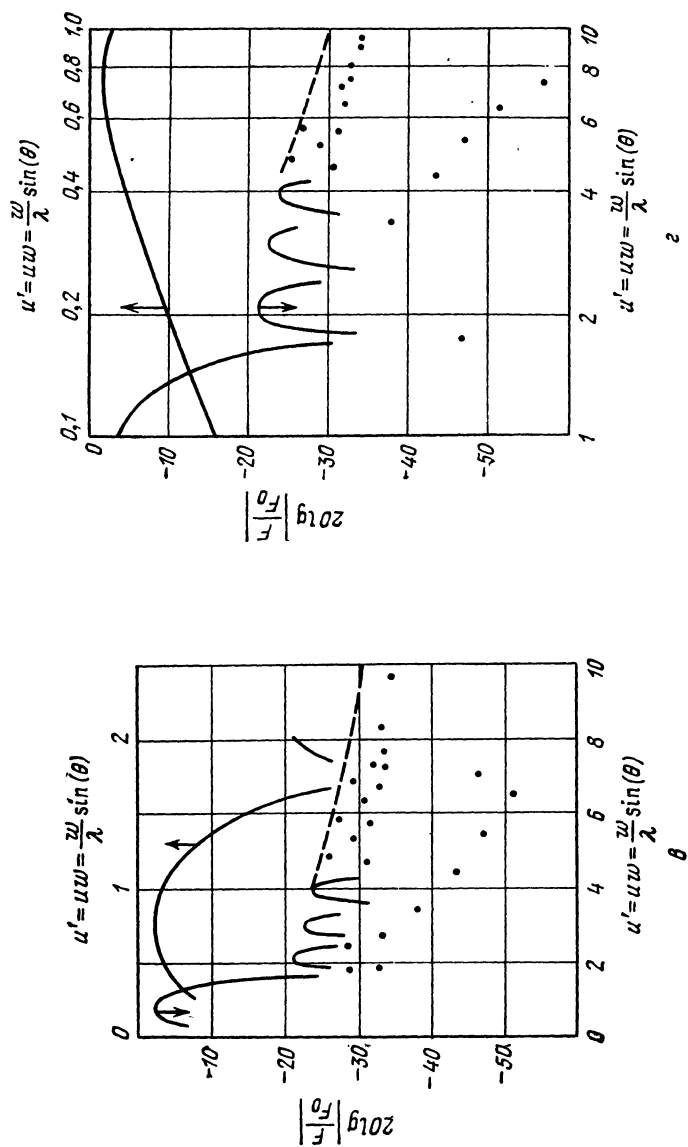


Рис. А.15. Тейлоровское производное распределение $x'g_1(x')$, $\bar{n}=4$, УБЛ=30 дБ.

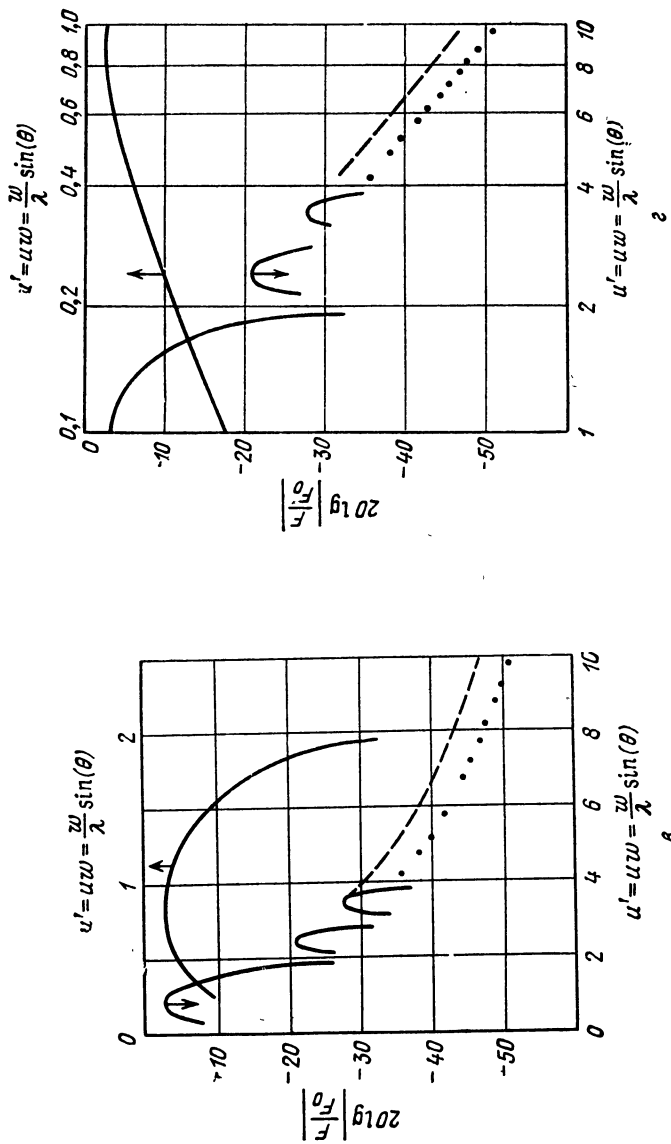
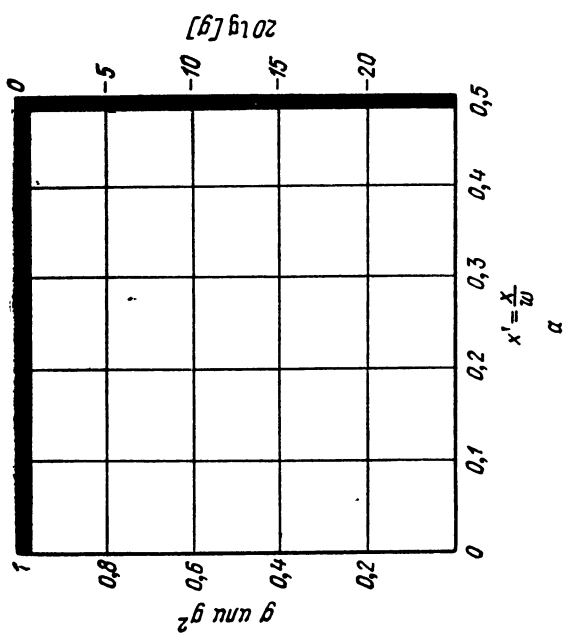
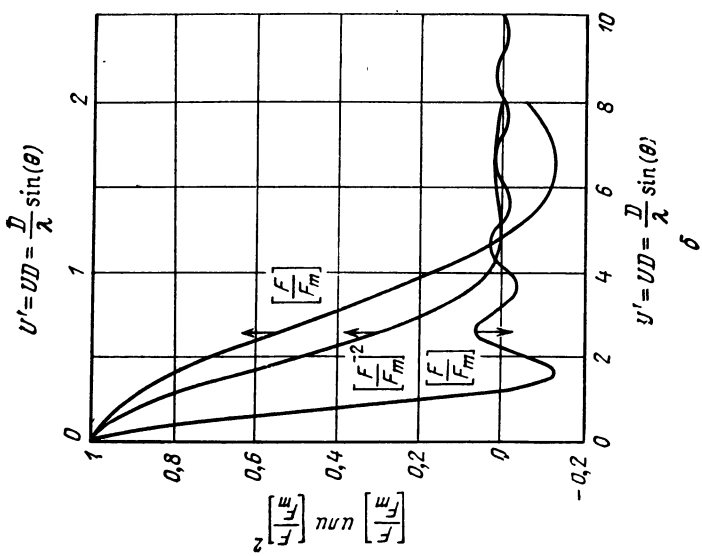


Рис. А.16. Синусное распределение $g(x') = \sin(2\pi x')$.



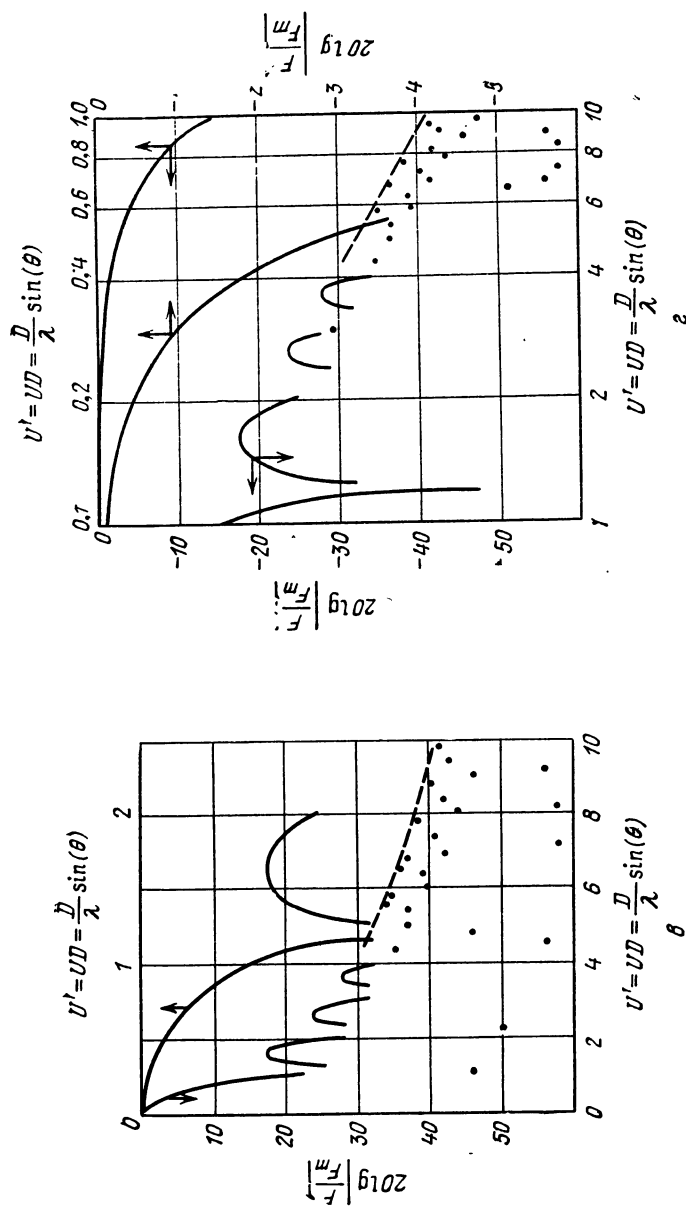
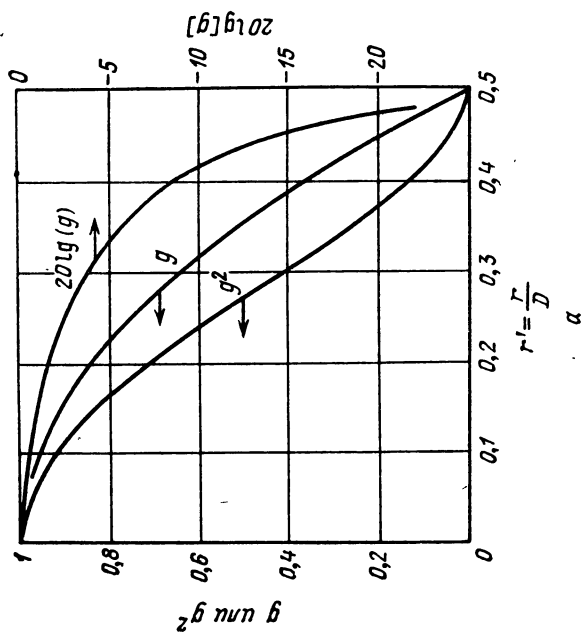
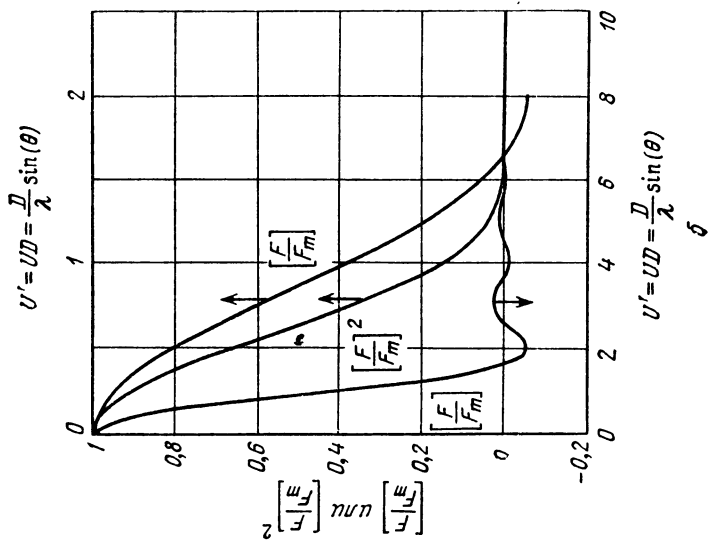


Рис. А.17. Равномерное круговое распределение $g(r')$.



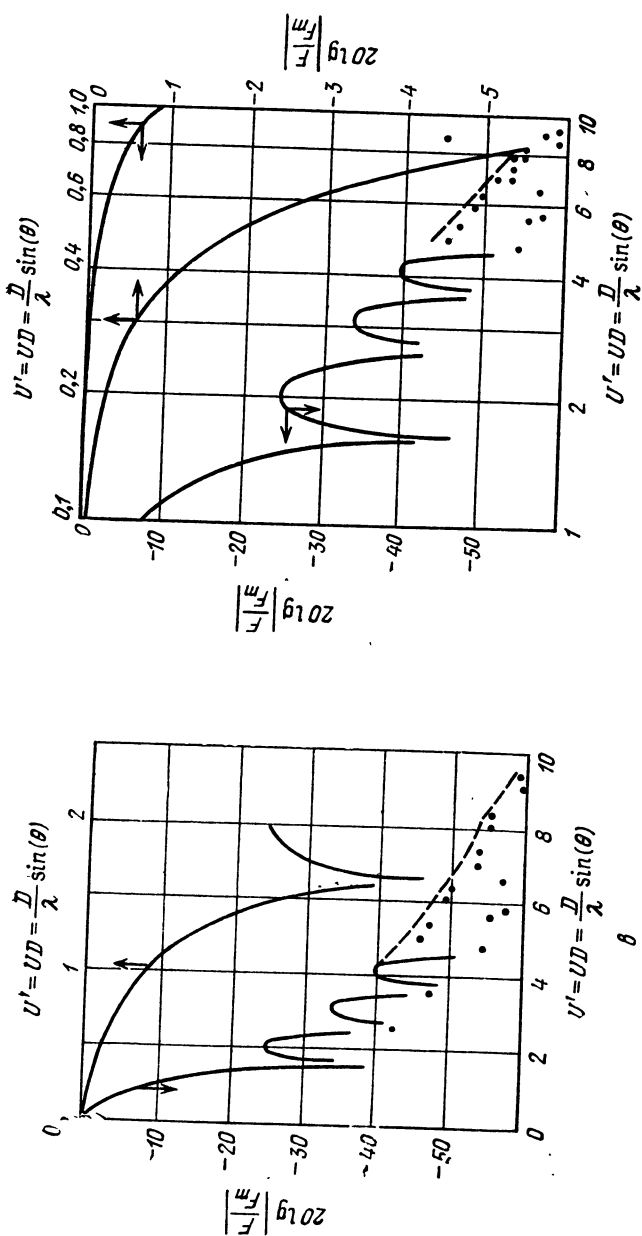
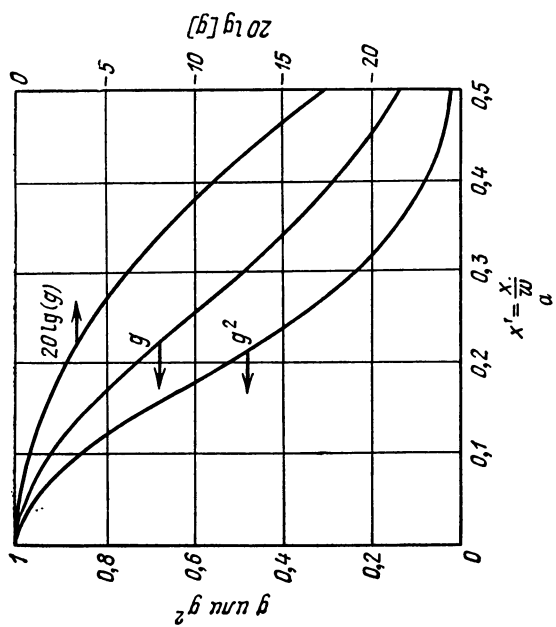
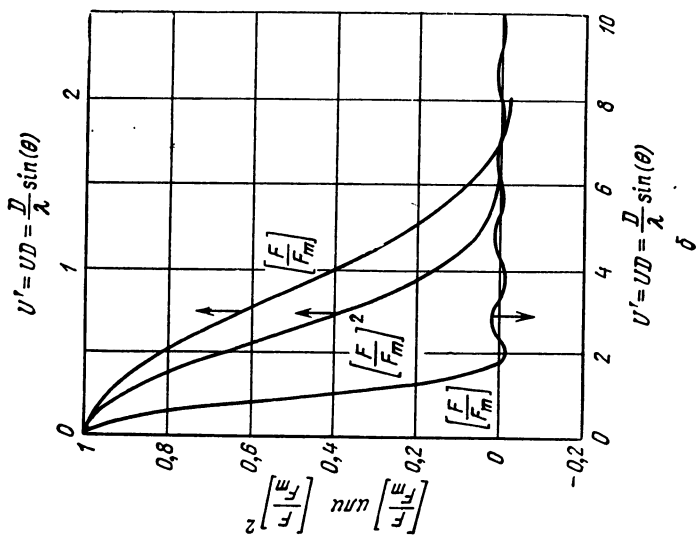


Рис. А.18. Параболическое круговое распределение $g(r') = [1 - 4(r')^2]^2$.



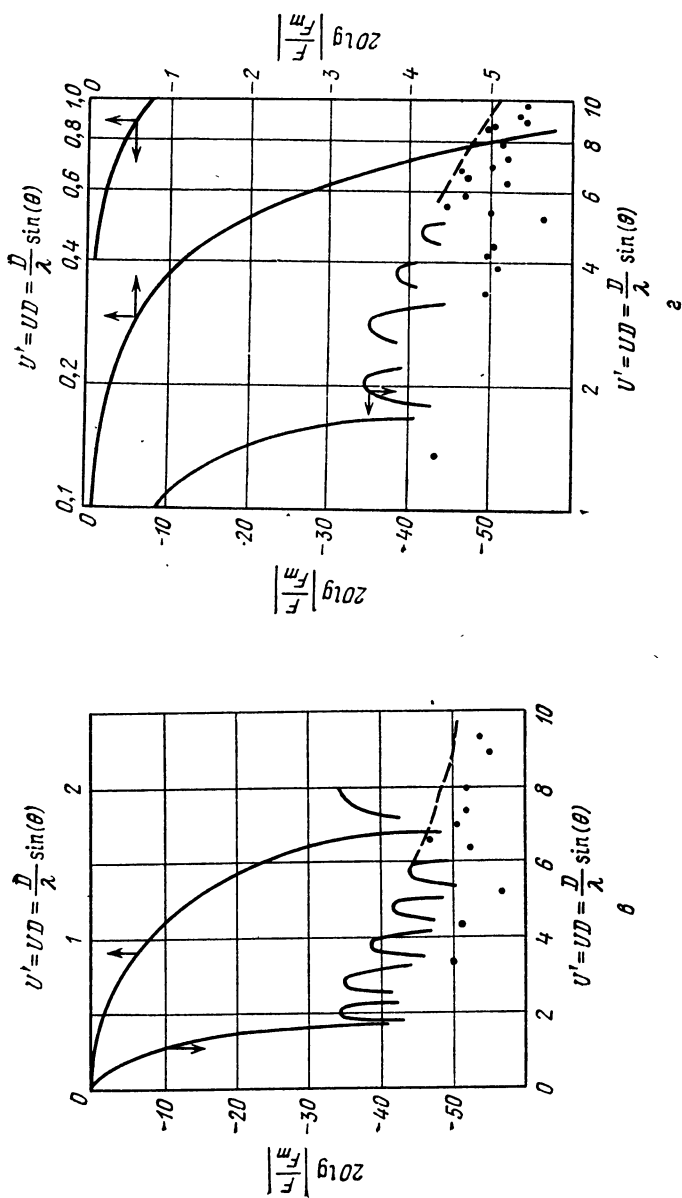
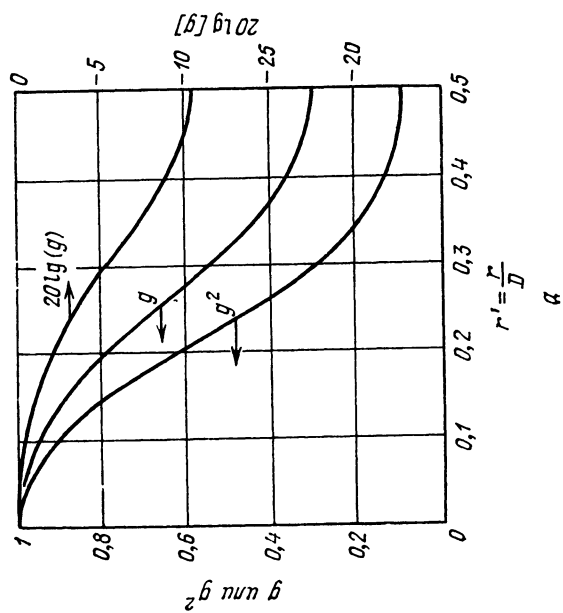
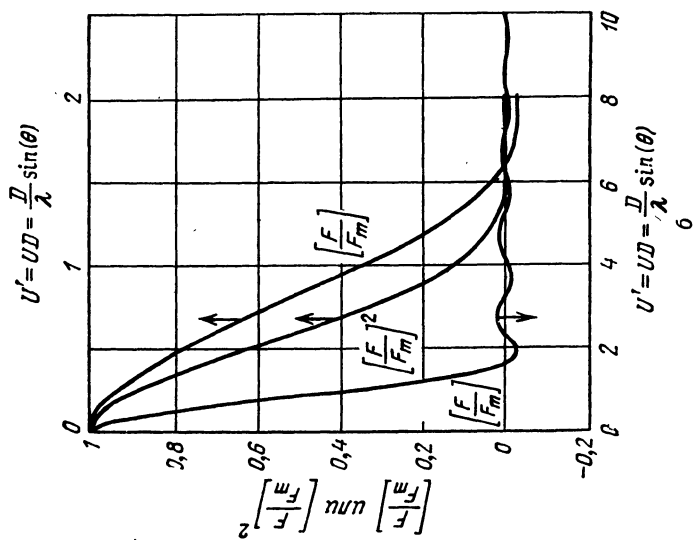


Рис. А.19. Усеченное гауссово круговое распределение $g(r') = \exp [-1,382(2,4 r')^2]$.



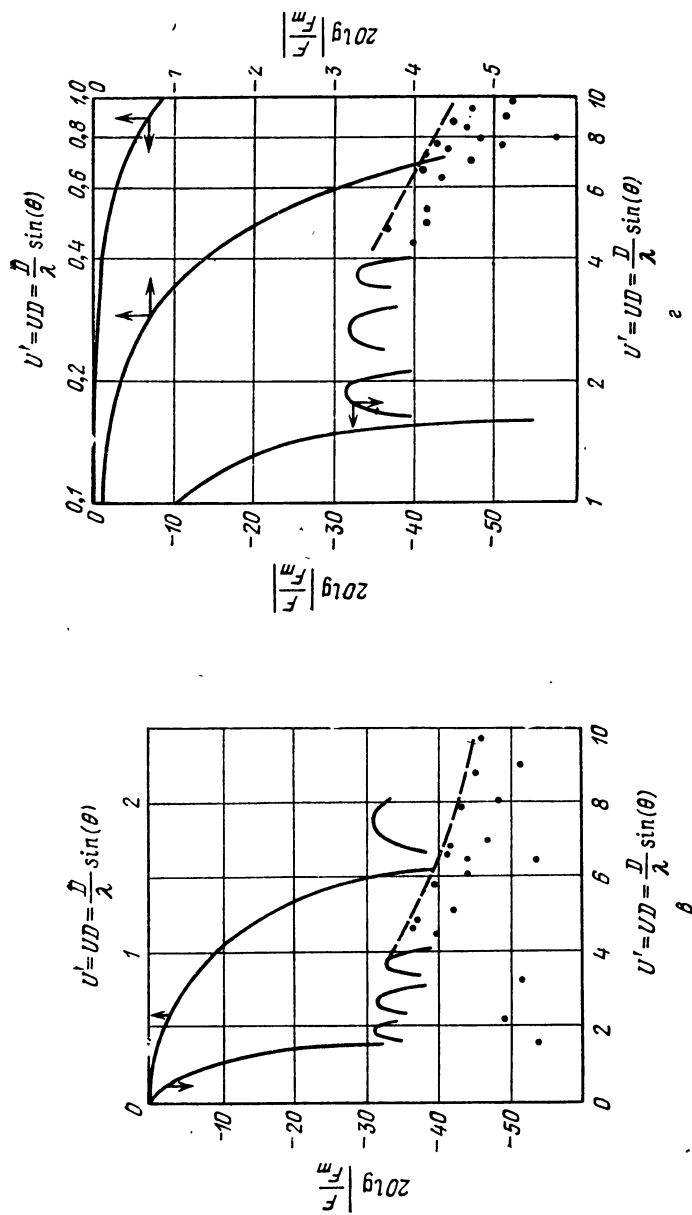


Рис А 20 Тейлоровское круговое распределение $g(r, r')$. $\bar{n}=4$. УБЛ=30 дБ.

А.5. СВЯЗИ МЕЖДУ ПАРАМЕТРАМИ АНТЕННЫ

Произведение коэффициента усиления на ширину луча

Обычно коэффициент усиления направленной антенны приближается к максимальному значению, которое можно получить при данном раскрытии в случае умеренных боковых лепестков. Коэффициент усиления уменьшается в любом направлении от оси луча, причем диаграмма направленности зависит от формы раскрытия и амплитудного распределения. Однако для большей части практически используемых амплитудных распределений формы диаграмм ближе к центру получаются подобными. Это подобие приводит к таким комбинациям параметров, которые по существу не зависят от амплитудного распределения, так что разработчик антенны или инженер, обслуживающий систему, может использовать эмпирические правила для оценки какого-либо параметра, если другие известны.

Первое эмпирическое правило связывает коэффициент усиления на оси луча с произведением значений его ширины по двум угловым координатам. В случае полностью используемого раскрытия, будь то отражатель или решетка из элементарных излучателей, можно записать:

$$G_m \theta_{uz} \theta_{vz} \approx 35500,$$

где G_m — коэффициент усиления по мощности, а угловые координаты θ_{uz} и θ_{vz} выражены в градусах, либо

$$G_m \theta_{uz} \theta_{vz} \approx 10,75,$$

где G_m — коэффициент усиления по мощности, а θ_{uz} и θ_{vz} выражены в радианах. либо

$$G_m \theta_{uz} \theta_{vz} \approx 10,75 \cdot 10^6,$$

где G_m — коэффициент усиления по мощности, а θ_{uz} и θ_{vz} выражены в миллирадианах. Часто бывает удобно выражать эти соотношения в децибелах

$$(G_m)_{\text{дБ}} + 10 \lg \theta_{uz} + 10 \lg \theta_{vz} \approx 45,5 \quad (\theta \text{ в градусах})$$

$$(G_m)_{\text{дБ}} + 10 \lg \theta_{uz} + 10 \lg \theta_{vz} \approx 10,5 \quad (\theta \text{ в радианах})$$

$$(G_m)_{\text{дБ}} + 10 \lg \theta_{uz} + 10 \lg \theta_{vz} \approx 70,5 \quad (\theta \text{ миллирадианах})$$

При использовании отражателя, возбуждаемого рупором, нужно вычесть потери на переливание энергии за края раскрытия, обычно составляющие 0,8 дБ. Если отражатель имеет форму, необходимую для получения по одной из координат квадратично-косекансного луча, нужно вычесть общие потери, равные 2,3 дБ. Потери в антенной решетке возникают в распределительной системе возбуждения элементарных излучателей, подобные потерям на переливание, величина которых зависит от конструкции системы возбуждения.

На рис. А.21 показан график углов θ_{uz} и θ_{vz} для разных значений (G_m) дБ. В табл. А.19 приведены значения произведения коэффициента усиления на ширину луча для некоторых обычно используемых амплитудных распределений. Произведение меняется примерно на 0,6 дБ в пределах от равномерного распределения по раскрытию до распределения с сильно отличающимися весовыми коэффициентами. Произведение увеличивается с уменьшением боковых лепестков, так как при этом в главном лепестке концентрируется больше энергии.

Таблица А.19

ПРОИЗВЕДЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ НА ШИРИНУ ЛУЧА

Амплитудное распределение	$G_m \theta_3^2$ (θ_3 в градусах)	$10 \lg(G_m \theta_3^2)$
Равномерное круговое	33700	45,28
Равномерное прямоугольное	32300	45,10
Прямоугольное взвешенное $\cos(\pi x) \cos(\pi y)$	37400	45,73
$\cos^2(\pi x) \cos^2(\pi y)$	37300	45,72
$\cos^3(\pi x) \cos^3(\pi y)$	36800	45,66
Тейлоровское, боковые лепестки 20 дБ	36000	45,57
» » » 30 дБ	36900	45,67
» » » 40 дБ	37000	45,68

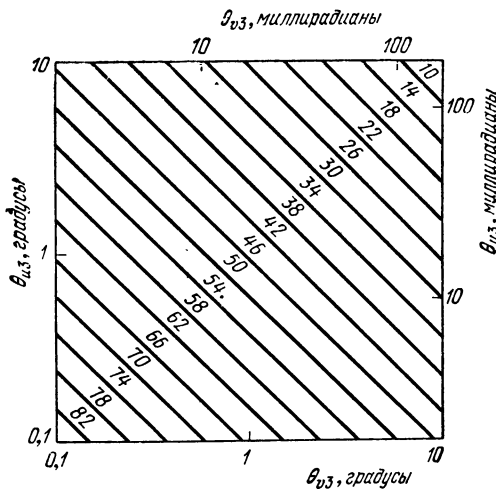


Рис. А.21. Коэффициент усиления в функции ширины луча по уровню половинной мощности.
Значения G_m даны в децибелах

Распределение мощности в луче

Диаграммы направленности излучения часто аппроксимируются косинусной, гауссовой или $(\sin x)/x$ функциями. При их совмещении с действительной диаграммой по уровню 3 дБ они достаточно хорошо совпадают в пределах этого интервала. В табл. А.20 приведены значения мощности в пределах ширины луча по уровню 3 дБ для одномерных функций. Распределение мощности с точностью до 0,2% от полной мощности излучения для двумерного гауссового луча показано на рис. А.22.

Таблица А.20
МОЩНОСТЬ В ПРЕДЕЛАХ ШИРИНЫ ЛУЧА
ПО УРОВНЮ 3 ДБ

Диаграмма направленности по напряжению	Суммарная мощность
$\cos (\pi u / 2)$	0,805
$\exp (-1,385 u^2)$	0,804
$\sin (2,783 u) / 2,783 u$	0,817

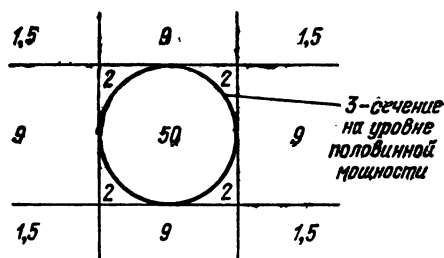


Рис. А.22. Распределение мощности в двумерном гауссовом луче (цифры соответствуют процентам).

Ширина луча по уровню половинной мощности

Спенсер [17] дает следующую формулу для ширины луча по уровню половинной мощности θ_3 , выраженную через моменты амплитудного распределения:

$$\theta_3 \approx 0,26 \left(\frac{\lambda}{\omega} \right) \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu_2}} = 0,26 \lambda \left[\frac{\int_A g(x) dx}{\int_A x^2 g(x) dx} \right]^{1/2} \text{ рад.}$$

Постоянная 0,26 выбрана из расчета согласования с типичным взвешенным облучением раскрыва. В табл. А.21 приведены частные ошибки по θ_3 для обычно используемых амплитудных распределений. Эти же данные были приведены на рис. 2.4 в гл. 2.

Таблица А.21
КОНСТАНТЫ ШИРИНЫ ЛУЧА

Амплитудное распределение (по прямоугольному раскрыву)	θ_3
	$0,26 (\lambda / \omega) \sqrt{\mu_0 / \mu_2}$
Равномерное	0,986
$\cos (\pi x')$	0,996
$\cos^2 (\pi x')$	1,000
$\cos^3 (\pi x')$	1,005
Тейлоровское	
с УБЛ 20 дБ	0,974
» » 30 дБ	0,998
» » 40 дБ	1,002

Мера ширины луча

В этом справочнике в качестве основной меры угловой разрешающей способности принята ширина луча по уровню половинной мощности. В литературе встречается ряд других параметров, как-то: шумовая ширина луча θ_n , средне-квадратичное значение ширины луча θ , константа угловой разрешающей способности θ_w (аналогичная константам временной и частотной разрешающей способности Вудворда) и приближенное значение ширины луча в соответствии с уровнем половинной мощности по Спенсеру. Значения отношения этих мер к θ_s для некоторых амплитудных распределений приведены в табл. А.22. Определение каждой из этих мер дается в конце таблицы.

Таблица А.22

СРАВНЕНИЕ МЕР ШИРИНЫ ЛУЧА

Амплитудное распределение	Первый лепесток (дБ)	Приближение Спенсера θ_s / θ_s	Шумовая ширина θ_n / θ_s	Эффективная ширина θ / θ_s	По Вудворду θ_w / θ_s
Равномерное	13,3	1,1014	1,128	∞	1,129
Косинусное	23	1,004	1,048	2,656	2,548
\cos^2	31,5	1,000	1,076	2,530	2,726
\cos^3	39	0,995	1,058	2,548	2,813
Тейлоровское					
20 дБ	20,9	1,027	1,068	∞	2,399
То же 30 дБ	30,9	1,002	1,054	∞	2,682
» 40 дБ	40,9	0,998	1,050	∞	2,783

Определения:

θ_s — ширина луча по уровню половинной мощности,

$$\theta_s = 0,26 \frac{\lambda}{\omega} \left[\frac{\int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'}{\int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 |g(x')| dx'} \right]^{1/2},$$

$$\theta_n = \frac{\lambda}{\omega} \frac{\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx'}{\left[\int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx' \right]^2},$$

$$\theta = \frac{\lambda}{\omega} \left[\frac{\int_{-1/2}^{1/2} \left| \frac{dg(x')}{dx'} \right|^2 dx'}{\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx'} \right]^{1/2},$$

$$\theta_w = \frac{\lambda}{\omega} \frac{\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^4 dx'}{\left[\int_{-1/2}^{1/2} |g(x')|^2 dx' \right]^2}.$$

АНАЛОГИИ С ФОРМОЙ СИГНАЛОВ

Хотя материал, приведенный в приложении А, предназначен для антенн, он может быть применен также и для анализа формы сигнала. В частности, линейное четное и линейное нечетное амплитудные распределения облучения раскрыва антенны совершенно аналогичны колебаниям, ограниченным по времени, или спектрам, ограниченным по частоте. Так как колебания и спектры связаны между собой преобразованием Фурье точно так же, как амплитудное распределение облучения по раскрыву и диаграмма направленности, весь графический материал может служить для описания функций, используемых обычно в анализе формы сигнала.

В этом разделе приводится определение терминов, используемых в анализе формы сигналов, дается перечень аналогий, а также показывается на примерах, как их следует применять.

Б.1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Этот раздел содержит определения параметров и характеристик сигналов. В частности, определяются

- а) преобразование Фурье,
- б) форма напряжения сигнала и амплитудный спектр,
- в) корреляционная функция и энергетический спектр и
- г) функция отклика.

Нормирующими параметрами являются временной интервал и ширина полосы частот. Если функция за пределами интервала равна нулю, каждый из этих параметров может явиться аналогом ширины раскрыва антенны. Эта основная аналогия, следующая из того, что форма напряжения сигнала и спектр связаны друг с другом так же, как диаграмма направленности антенны и амплитудное распределение по раскрыву, позволяет использовать при анализе формы сигнала все результаты, полученные для случая антенны.

В этом разделе сохранены прежние обозначения:

верхним штрихом «'» обозначается нормированная переменная.

нижний индекс «0» обозначает наибольшее возможное значение,

нижний индекс «*m*» — наибольшее значение в данном частном случае и

нижний индекс «*r*» — отношение некоторого значения к наибольшему возможному значению.

Определения, приведенные ниже, применимы только к случаям сигналов конечной энергии, так как именно они являются аналогами функций, описывающих антенну. Примерами ограниченных во времени сигналов конечной энергии и нулевой средней мощности могут служить радиолокационный импульс или пачка импульсов. Синусоидальное колебание, последовательность повторяющихся импульсов и шум являются примерами бесконечных сигналов. Они обладают бесконечной энергией и конечной средней мощностью, и приводимые ниже определения к ним не применимы.

Преобразование Фурье

Преобразование Фурье по Вудворду [2] определяется как

$$A(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp(-j2\pi ft) dt \equiv \mathcal{F}[a(t)],$$

а обратное преобразование — как

$$a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(f) \exp(j2\pi ft) df \equiv \mathcal{F}^{-1}[A(f)].$$

Свертка (обозначаемая символом \otimes) является основной операцией Фурье и определяется выражениями

$$a(t) \otimes b(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t_d) b(t - t_d) dt_d = \mathcal{F}^{-1} [A(f) B(f)]$$

и

$$A(f) \otimes B(f) = \int_{-\infty}^{\infty} A(f_d) B(f - f_d) df_d = \mathcal{F} [a(t) b(t)].$$

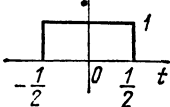
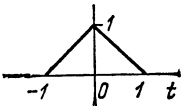
Теорема Парсеваля устанавливает равенство энергий функции и ее трансформанты

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df.$$

В том случае, когда $a(t)$ является сигналом, модулирующим несущую частоту, эти интегралы равны $2E$. В табл. Б.1 приведены некоторые дополнительные операции и некоторые общие широко применяемые пары преобразования, заимствованные у Вудворда.

Таблица Б.1

КРАТКИЙ ПЕРЕЧЕНЬ ПАР ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Операция	Функция	Трансформанта
обращение во времени	$a(t)$	$A(f)$
сопряжение	$a(-t)$	$A(-f)$
производная	$a^*(t)$	$A^*(-f)$
производная	$d[a(t)]/dt$	$2\pi j f A(f)$
сдвиг	$-2\pi j t a(t)$	$d[A(f)]/df$
сдвиг	$a(t - \tau)$	$A(f) \exp(-2\pi j f \tau)$
нормирование	$a(t) \exp(2\pi j f t)$	$A(f - \varphi)$
нормирование	$a(t/T)$	$ T A(fT)$
свертка	$ B a(tB)$	$A(f/B)$
свертка	$a(t) \otimes b(t)$	$A(f) B(f)$
	$a(t) b(t)$	$A(f) \otimes B(f)$
	$\delta(t)$	
	прямоугольная функция времени	
		$\text{sinc}(f) \equiv \frac{\sin \pi f}{\pi f}$
	треугольная функция времени	
		$\text{sinc}^2(f)$
	$\exp(-\pi t^2)$	$\exp(-\pi f^2)$
	$t \exp(-\pi t^2)$	$-j f \exp(-\pi f^2)$

Форма напряжений сигнала и амплитудный спектр

Преобразование Фурье и обратное преобразование связывают форму напряжения сигнала $a(t)$ с его амплитудным спектром $A(f)$.

Функции, приведенные в приложении А, аналогичны сигналам со спектром нижних частот. Однако это не является ограничением, так как большая часть сигналов с полосовым спектром может быть представлена в виде модулированной несущей частоты. Модуляция осуществляется обычно сложным сигналом со спектром нижних частот.

Ширина полосы частот, описывающая частотную протяженность спектра напряжения, может быть определена разными способами; из них наиболее часто применяются:

Ширина полосы частот по уровню половинной мощности (в герцах) функции $A(f)$, обозначаемая как

$$B_{3a}.$$

Шумовая ширина полосы частот (в герцах)

$$B_{na} \equiv \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df}{|A_m|^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt}{\left| \int_{-\infty}^{\infty} a(t) dt \right|^2},$$

Среднеквадратичное значение ширины полосы (в герцах)

$$\beta_a \equiv \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |A(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df} \right]^{1/2}.$$

Границы полосы, определяемые шириной ограниченной полосы B_a (в герцах), вне пределов которой энергия отсутствует.

Соответствующими мерами длительности сигнала являются:

длительность по уровню половинной мощности функции $a(t)$ (в секундах), обозначаемая как τ_{3a} ,

эффективная (шумовая) длительность (в секундах)

$$\tau_n \equiv \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt}{|a_m|^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df}{\left| \int_{-\infty}^{\infty} A(f) df \right|^2},$$

среднеквадратичное значение длительности (в секундах)

$$\alpha_a \equiv \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi t)^2 |a(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt} \right]^{1/2}.$$

временные границы или интервал времени τ_a , вне которого сигнал равен нулю (в секундах).

При замене нижнего индекса a на h эти выражения могут быть использованы для анализа фильтров, причем функция $a(t)$ заменяется на импульсную характеристику фильтра $h(t)$, а $A(f)$ — на частотную характеристику фильтра $H(f)$. Если фильтр согласован с формой сигнала (для максимального отношения $\{S/N\}$), то $h(t) = a^*(-t)$ и $H(f) = A^*(f)$.

Автокорреляционная функция и энергетический спектр

Автокорреляционной функцией R_c сигнала называется интеграл произведения сопряженного сигнала на тот же сигнал со сдвигом во времени на величину t_d . В случае сигнала конечной энергии (в ваттах в секунду)

$$R_c(t_d) = \int_{-\infty}^{\infty} a^*(t) a(t+t_d) dt.$$

Квадрат модуля спектра напряжения является энергетическим спектром W сигнала (в ваттах в секунду на герц)

$$W(f_d) = |A(f_d)|^2 = A(f_d) A^*(f_d),$$

причем энергия распределена равными частями между положительными и отрицательными значениями частоты. Автокорреляционная функция и энергетический спектр взаимосвязаны через преобразование Фурье

$$R_c(t_d) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f_d) e^{j2\pi f_d t_d} df_d = \mathcal{F}^{-1}\{W(f_d)\}$$

и

$$W(f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} R_c(t_d) e^{-j2\pi f_d t_d} dt_d = \mathcal{F}\{R_c(t_d)\}.$$

Отметим, что как $R_c(t_d)$, так и $W(f_d)$ являются четными вещественными функциями, поэтому используется косинус-преобразование Фурье (см., например, Бардик [16]).

Функция отклика

Функция отклика $\psi_0(t_d, f_d)$ описывает выходной сигнал согласованного фильтра, когда входной сигнал сдвинут во времени и по частоте относительно точки согласования фильтра.

Импульсная характеристика согласованного фильтра определяется как $h(t) = a^*(-t)/C$, а передаточная характеристика — как $H(f) = A^*(f)/C$, где C — независимая постоянная усиления той же размерности, что и $A(f)$. Мы можем выразить $\psi_0(t_d, f_d)$ через форму напряжения сигнала $a(t)$ или через его амплитудный спектр $A(f)$. Некоторыми из возможных определений являются:

$$\psi_0(t_d, f_d) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} a^*(t) a(t-t_d) e^{j2\pi f_d t} dt \quad [\text{см. уравнение (1.11)}]$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} A^*(f) A(f-f_d) e^{i2\pi f t_d} df \quad [\text{см. уравнение (1.10)}] \\
&= \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} [A^*(-f) a(t) e^{i2\pi f t}] e^{i2\pi (-f t_d + f_d t)} df dt \\
&= \frac{1}{C} \mathcal{F}^{-1} [A^*(-f) a(t) e^{i2\pi f t_d}], \\
&= \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A^*(f-f_d) a^*(-t-t_d) e^{-i2\pi f t} df dt, \\
&= \frac{1}{C} A(-f_d) a^*(-t_d) \otimes e^{i2\pi f_d t_d}.
\end{aligned}$$

Заметим, что $A(f)$ и $a(t)$ в этих выражениях симметричны.

Приведем некоторые свойства функции отклика

$$|\psi_0(t_d, f_d)| \leq |\psi_0(0, 0)| = E, \quad (\text{энергия в сигнале})^{1)}$$

$$|\psi_0(t_d, f_d)| = |\psi_0(-t_d, -f_d)|,$$

$$\psi_0(t_d, 0) = R_c(t_d),$$

$$\iint_{-\infty}^{\infty} |\psi_0(t_d, f_d)|^2 dt_d df_d = E^2.$$

Б.2. АНАЛОГИИ

Многие справочные данные можно использовать для анализа формы сигнала, правильно выбрав соответствующий аналог. Амплитудное распределение по раскрыву антенны и диаграмма направленности взаимосвязаны через преобразование Фурье, так же как связаны между собой форма напряжения сигнала и спектр или автокорреляционная функция и энергетический спектр. В каждом из этих случаев один из членов пары преобразования Фурье обычно имеет пределы по протяженности. Антенна ограничена по раскрыву, в то время как сигнал ограничен во времени или по полосе частот. В любом случае ограниченная функция является аналогом амплитудного распределения по раскрыву антенны.

Сводка возможных аналогий между функциями, описывающими параметры антенны, и функциями, используемыми в анализе формы сигналов, приведена в табл. Б.2.

¹⁾ Когда $a(t)$ является сигналом, модулирующим несущую, то $|\psi(0,0)| = 2E$.

Таблица Б.2

АНАЛОГИИ

	Линейная антенна	Форма напряжения сигнала	Амплитудный спектр	Автокорреляционная функция	Энергетический спектр
Ограничения	по раскрытию	во времени	по частоте	во времени	по частоте
Параметр протяженности	w (длина)	τ (секунд)	B (герц)	τ (секунд)	B (герц)
Переменные	x (длина) $x' = x/w$	t (секунд) $t' = t/\tau$	f (герц) $f' = f/B$	t_d (секунд) $t'_d = t_d/\tau$	f_d (герц) $f'_d = f_d/B$
	u (величина, обратная длине) $u' = wu$	f (герц) $f' = f\tau$	t (секунд) $t' = tB$	f_d (герц) $f'_d = f_d\tau$	t_d (секунд) $t'_d = t_dB$
Функции	$g(x)$ $F(u)$	$a(t), h(t)$ $A(f), H(f)$	$A(f), H(f)$ $a(t), h(t)$	$R_c(t_d)$ $W(f_d)$	$W(f_d)$ $R_c(t_d)$
Параметры	C	$E \times \tau$	$E \times B$		
	$\frac{\Theta w}{\lambda}$	$\beta \tau$	αB		
	$\frac{\theta_3 w}{\lambda}$	$B_3 \tau$	$\tau_3 B$		
	$\frac{\theta_n w}{\lambda}$	$B_n \tau$	$\tau_n B$		
	\mathcal{L}/w	α/τ	β/B		

Примечание. Для различения в параметрах сигнала используется нижний индекс a , а в параметрах фильтра — индекс h .

Б.3. ПРИМЕРЫ

Чтобы показать, как можно использовать для анализа сигналов данные, приведенные в приложении А, рассмотрим в качестве примера две задачи.

Пример 1. Найти амплитудный спектр, ширину полосы частот по уровню 3 дБ, шумовую ширину полосы частот и среднеквадратичное значение полосы частот импульса напряжения, определяемого функцией \cos^3 , длительностью 2 мкс у основания.

Решение. Импульс напряжения, определяемый функцией \cos^3 , ограничен во времени и согласно табл. Б.2 является аналогом линейного четного амплитудного распределения, для которого $\tau = 2 \cdot 10^{-6}$ с. График импульса напряжения получается путем замены в амплитудном распределении вида \cos^3 (табл. А.2) величины x' на $t' = t/2 \cdot 10^{-6}$ с, как это изображено на рис. Б.1.

График амплитудного спектра (амплитуда в децибелах, частота в линейном масштабе) находится из соответствующей диаграммы направленности антенны путем замены u' на $f' = 2 \cdot 10^{-6} f$ (Гц). График приведен на рис. Б.2.

Значение ширины полосы частот приведено в табл. А.2. Произведение $B_3\tau$ является аналогом величины $\theta_3\omega/\lambda$, равной 1,659, так что

$$B_3 = \frac{1,659}{2 \cdot 10^{-6}} = 829,5 \text{ кГц.}$$

Произведение $B_n\tau$ является аналогом величины $\theta_n\omega/\lambda$, равной 1,752, так что

$$B_n = \frac{1,752}{2 \cdot 10^{-6}} = 876 \text{ кГц,}$$

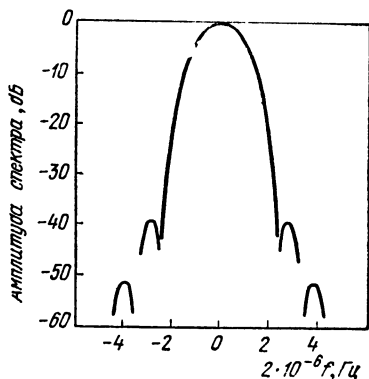
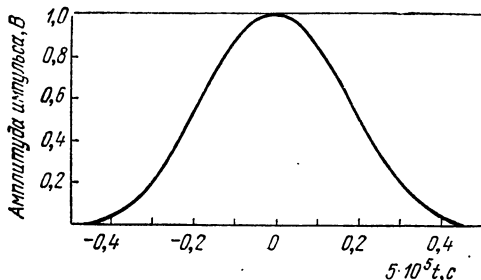


Рис. Б.1. Импульс напряжения в примере 1.

Рис. Б.2. Амплитудный спектр в примере 1.

Произведение $\beta\tau$ является аналогом величины $\Theta\omega/\lambda$, равной 4,23, так что

$$\beta = \frac{4,23}{2 \cdot 10^{-6}} = 2115 \text{ кГц.}$$

Пример 2. РЛС излучает кодированные по фазе импульсы с прямоугольным спектром шириной 10 МГц. Фаза импульсов декодируется в приемнике, и малым временным боковым лепесткам спектра придаются веса. Амплитудная характеристика весового фильтра тейлоровская, с уровнем боковых лепестков 40 дБ, $n = 6$. Требуется найти форму выходного импульса, среднее квадратичное значение его полосы частот и уменьшение отношения S/N в весовом фильтре.

Решение. Амплитудный спектр импульса ограничен по полосе частот и является аналогом линейного четного амплитудного распределения со значением ω , соответствующим B , которое составляет 10^7 Гц. График выходного импульса получается в соответствии с тейлоровской диаграммой путем замены u' на Bt или $10^7 t$ с. График представлен на рис. Б.3 в линейном масштабе в относительных единицах по координате напряжений и на рис. Б.4 в логарифмическом масштабе в децибелах.

Согласно табл. Б.2 среднее квадратичное значение ширины полосы частот β является аналогом среднее квадратичного значения ширины раскрытия \mathcal{L}_s . Согласно данным табл. А.7 в случае линейного четного тейлоровского распределения \mathcal{L}_s/ω равно 1,015, так что

$$\frac{\beta}{B} = 1,015$$

и

$$\beta = 10,15 \text{ МГц.}$$

Потери на S/N , обусловленные весовым фильтром, определяются по отношению к согласованному фильтру, дающему максимальную величину S/N ¹⁾, в функции частотной характеристики весового фильтра $H(f)$. Таким образом, потери L_m в отношении S/N , равные отношению S/N для согласованного фильтра к отношению S/N для весового фильтра, определяются уравнением

$$L_m = \frac{\left[\int_{-B/2}^{B/2} df \right]^2 / \int_{-B/2}^{B/2} df}{\left| \int_{-B/2}^{B/2} H(f) df \right|^2 / \int_{-B/2}^{B/2} |H(f)|^2 df} = \frac{B \int_{-B/2}^{B/2} |H(f)|^2 df}{\left| \int_{-B/2}^{B/2} H(f) df \right|^2}.$$

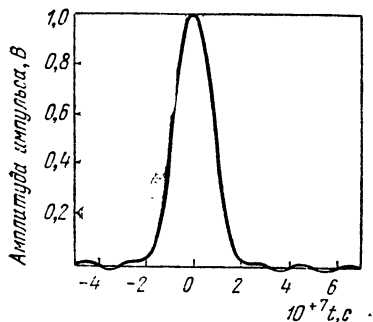


Рис. Б.3. Импульс напряжения в примере 2.

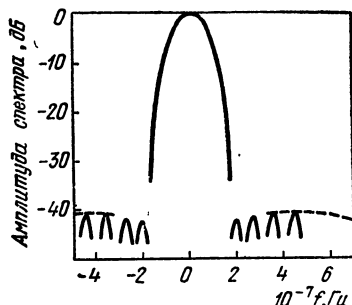


Рис. Б.4. Амплитудный спектр в примере 2.

Если принять, что $f' = f/B$, получаем

$$L_m = \frac{\int_{-1/2}^{1/2} |H(f')|^2 df'}{\left| \int_{-1/2}^{1/2} H(f') df' \right|^2}.$$

Из этого выражения следует, что потери L_m являются аналогом потерь $1/\eta_a$ для антенн, так что в этом случае

$$L_m = (0,763)^{-1} = 1,31 \text{ или } 1,173 \text{ дБ.}$$

Приложение В

ФИЛЬТРАЦИЯ И СГЛАЖИВАНИЕ ДАННЫХ

В этом приложении будет рассмотрено применение теории линейных фильтров к специальным случаям сглаживания и дифференцирования полученных радиолокационных данных. При этом принято, что спектральные составляющие данных (или сигнала) и ошибки (или шума) расположены в области только поло-

¹⁾ Отношение мощности сигнала к мощности шума в точке максимального значения выходного сигнала.

жительных значений частоты, и спектры частот представлены «односторонними» значениями. Принято также, что весовые функции существуют только для положительных значений временных сдвигов (после появления входных данных).

Выходные ошибки данных о положении и скорости цели описаны в функции параметров фильтра и спектральной плотности шумов, а также как отношение сглаженной и несглаженной ошибки и отношение сглаженной ошибки и минимальной ошибки, которая может быть получена в случае оптимизированного фильтра. Такой анализ не ограничен пространственными координатами цели, он может быть с равным успехом использован при измерениях частоты и ее производных, амплитуды сигнала и других измеряемых параметров.

В.1. СГЛАЖИВАНИЕ ДАННЫХ

Кривые и таблицы приложения А с параметрами, переведенными согласно приложению Б в координаты времени и частоты, описывают свойства фильтров, применяемых для сглаживания или усреднения выходных радиолокационных данных. Основное различие в случае их использования для сглаживания данных заключается в том, что данные и ошибки по любой выходной координате обычно выражаются через вещественные низкочастотные функции, спектры которых расположены только в области положительных значений частоты. Если обозначить измеряемую координату через x , то энергетический спектр одностороннего шума $W(f)$ выразится через единицы измерения x в квадрате на герц. Выходная мощность (дисперсия) фильтра с передаточной характеристикой $H(f)$ определится уравнением

$$\sigma_x^2 = \int_0^{\infty} W(f) |H(f)|^2 df = \int_0^{B_s} W(f) |H(f)|^2 df, \quad (\text{В.1})$$

где B_s — верхняя граница характеристики фильтра, а σ_x — стандартное отклонение в единицах измерения x . Во многих случаях плотность шума сохраняет практически постоянное значение в пределах всей полосы пропускания фильтра, что дает возможность использовать соотношения для «белого шума»

$$W(f) \approx W_n \quad \text{в области } 0 < f < B_s, \\ \sigma_x^2 \approx W_n \int_0^{B_s} |H(f)|^2 df = W_n \beta_n, \quad (\text{В.2})$$

где β_n — односторонняя шумовая полоса частот на выходе фильтра¹⁾.

Так например, спектр ошибки в импульсной РЛС, когда выборки производятся из каждого импульса с запоминанием уровня измеренной величины в течение t_p секунд до прихода последующего импульса (рис. В.1), имеет вид

$$W(f) = W_0 \left[\frac{\sin \pi f t_p}{\pi f t_p} \right]^2, \quad f > 0.$$

Спектральная плотность W_0 при нулевом значении частоты связана с ошибкой по одиночному импульсу σ_1 выражением

$$\sigma_1^2 = W_0 \frac{1}{2t_p} = \frac{W_0 f_r}{2}, \quad (\text{В.3})$$

где f_r — частота повторения импульсов.

¹⁾ Соотношение со значением ширины полосы пропускания фильтра, использованным в гл. 3, определяется выражением $B_{nh} = 2\beta_n$.

Когда полоса пропускания фильтра $B_s \ll f_r$, мы можем рассматривать $W(f)$ как однородный шум с плотностью $W_r = W_0$ в пределах всей полосы B_s . В этом случае

$$\sigma_x^2 = W_0 \beta_n = \sigma_1^2 \frac{2\beta_n}{f_r} = \frac{\sigma_1^2}{n_e}. \quad (\text{В.4})$$

Эффективное число импульсов, усредняемых фильтром, равно

$$n_e \equiv \frac{f_r}{2B_n} = f_r t_0.$$

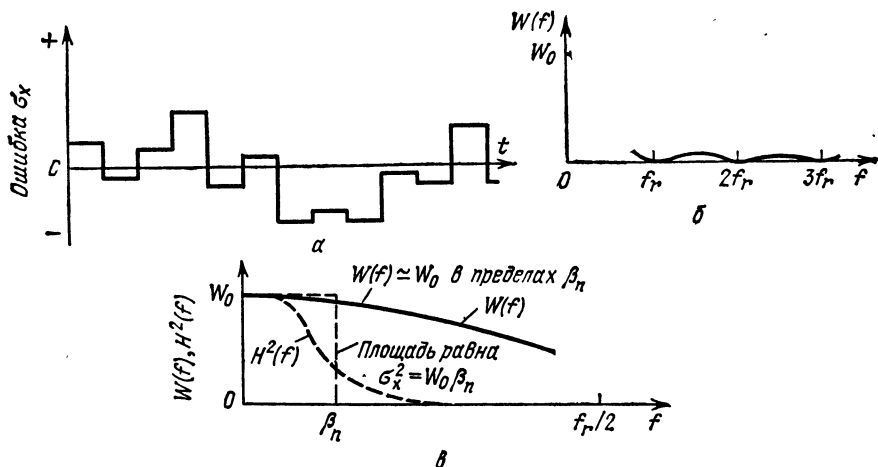


Рис. В.1. Импульсный сигнал после процессов формирования выборок и поддержания постоянства уровня;

а — типичная форма ошибки; б — энергетический спектр ошибки — общая площадь $\sigma_1^2 W_0 f_r / 2$; в — низкочастотный спектр и характеристика фильтра.

Это такое количество усредненных с одинаковыми весами импульсов, которое создало бы на выходе такую же шумовую составляющую, как и получаемую с помощью реального фильтра. Эффективное время усреднения фильтра равно

$$t_0 \equiv \frac{1}{2\beta_n} = \left[2 \int_0^\infty |H(f)|^2 df \right]^{-1}. \quad (\text{В.6})$$

Наименьшая шумовая ошибка в случае непрерывных данных на конечном временном интервале t_s получается в том случае, когда всем данным придается в фильтре одинаковый вес

$$h(t) = \frac{1}{t_s}, \quad 0 < t < t_s,$$

$$H(f) = \frac{\sin \pi f t_s}{\pi f t_s}.$$

В этом случае $t_0 = t_s$. В других ситуациях отношение t_s/t_0 или $2\beta_n t_s$ используется в качестве меры превышения дисперсии действительной ошибки относительно наименьшего значения, получаемого на фиксированном интервале сглаживания t_s при допущении, что входной шум белый. В приложении Б, где рассматривался двухсторонний спектр частот, это отношение определялось величиной $B_n t_s$, являющейся для случая антенны аналогом величины $\theta_n \omega / \lambda$ (приложение А). С точки зрения такого критерия характеристика фильтра получает-

ся наилучшей при $t_s/t_0 = 1$, причем для реальных весовых функций с конечным интервалом памяти это отношение может меняться в пределах от 1 до 2.

Другим важным параметром фильтра является временной сдвиг (или задержка) t_d , вносимый фильтром в случае медленно меняющихся данных. Этот сдвиг соответствует просто средней точке весовой функции, определяемой как

$$\int_0^{t_d} h(t) dt = \int_{t_d}^{\infty} h(t) dt. \quad (\text{В.7})$$

Все функции, характеризующие параметры фильтра, описанные в приложениях А и Б, были симметричны, поэтому $t_d = t_s/2$ (для четных функций). Однако очень

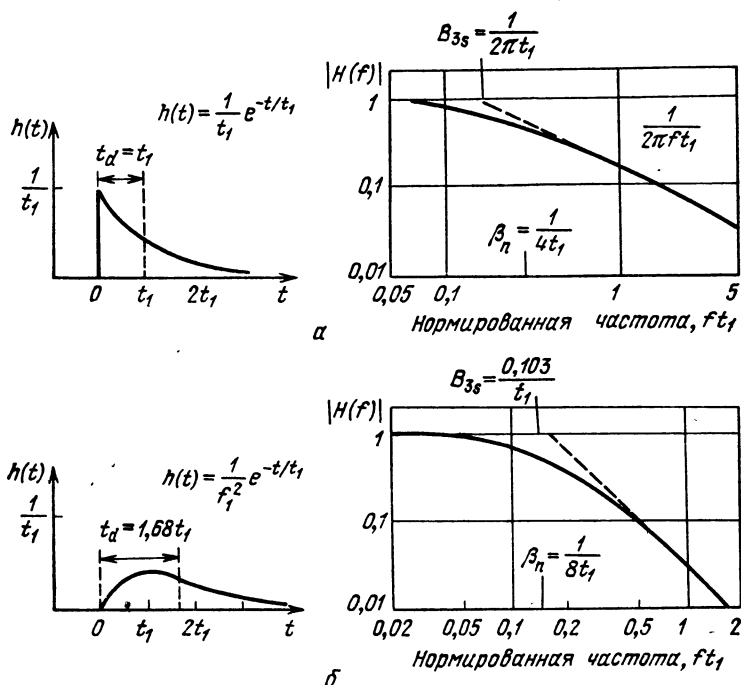


Рис. В.2. Экспоненциальные характеристики сглаживающих фильтров: а — одиночная весовая функция; б — двойная (каскадная) весовая функция.

важное исключение из этого условия представлено классом сглаживающих RC-цепей (экспоненциальных), часто встречающихся в аналоговых системах постоянного тока. Такие фильтры асимметричны и длительность весовых функций бесконечна (типичные примеры приведены на рис. В.2).

В табл. В.1 приведены количественные параметры для некоторых типичных весовых функций фильтров. Такие же данные для другого вида функций могут быть получены на основе материала приложения А с использованием аналогов фильтра — антенна, приведенных в приложении Б. В табл. В.1 параметры нормированы по времени задержки фильтра t_d . Это позволяет сравнивать фильтры с конечной и бесконечной памятью. Однако в двух случаях для фильтров с гауссовой характеристикой и характеристикой вида $(\sin x)/x$, у которых бесконечны как задержка, так и память, возможно сравнение только отношений ширины полосы пропускания.

Полоса пропускания частот сглаживающего фильтра может быть описана с помощью одностороннего спектра B_{3s} по уровню половинной мощности. При

Таблица В.1

ПАРАМЕТРЫ ВЕСОВЫХ ФУНКЦИЙ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Вид весовой функции	$t_s^h(t)$ или $t_s^h(t)$ ($t \geq 0$, $t' = t - t_d$)	Задержка t_d	$t_s t_s' = 2\beta n' t_s$	$\beta n' t_d$	$B_{3s} t_d$	$B_{3s} \beta n$	B_{30}/B_3 (на уровне 20 дБ)
Прямоугольная	Единица в пределах t_s	$t_s/2$	1,000	0,250	0,221	0,886	5,87 ¹⁾
Треугольная	$1 - 2t'/t_s $	$t_s/2$	1,333	0,333	0,319	0,957	2,3
Параболическая на пьедестале	$1 - 2t'^2/t_s^2$	$t_s/2$	1,033	0,258	0,243	0,941	3,7 ¹⁾
Параболическая	$1 - 4t'^2/t_s^2$	$t_s/2$	1,200	0,300	0,289	0,954	2,63
Косинусная	$\cos \pi t'/t_s$	$t_s/2$	1,246	0,312	0,297	0,955	2,72
Квадратично-косинусная	$\cos^2 \pi t'/t_s$	$t_s/2$	1,515	0,379	0,380	0,953	2,28
Косинусная в четвертой степени	$\cos^4 \pi t'/t_s$	$t_s/2$	1,964	0,491	0,463	0,944	2,28
Экспоненциальная	$\exp(-t/t_1)$	t_1	∞	0,250	0,159	0,637	10
Каскадная экспоненциальная	$(t/t_1) \exp(-t/t_1)$	$1,68 t_1$	∞	0,210	0,173	0,824	4,66
Гауссова	$\exp(-t^2/2\sigma_t^2)$	∞	∞	∞	∞	0,940	2,56
$(\sin x)/x$	$(\sin \pi B_s t')/\pi B_s t'$	∞	∞	∞	∞	1,000	1,00
Аналоги по приложению А	Амплитудное распределение $g(x)$	$w/2\lambda$	$\theta_n w/\lambda$	$\theta_n w/4\lambda$	$\theta_3 w/4\lambda$	θ_3/θ_n	θ_{20}/θ_3

¹⁾ Ширина на уровне -20 дБ для этих фильтров определяется боковыми лепестками, которые находятся в пределах 20 дБ от значения характеристики на нулевой частоте

наличии белого шума желательно, чтобы отношение $B_{3\delta}/\beta_n$ было как можно больше, хотя в фильтрах, которые могут быть реально осуществлены, оно никогда не достигает значения единицы.

Как и в случае антенн, бывают ситуации, когда применение фильтров с большими боковыми лепестками нежелательно. Могут появиться значительные шумовые составляющие на частотах, лежащих далеко за пределами требуемой полосы пропускания, так что крутой спад характеристики может оказаться более необходимым, чем минимизация составляющей белого шума. Крутизна спада в частотной области зависит от характера разрывности весовой функции. При одном или более разрывах функции $h(t)$ огибающей передаточной характеристики $H(f)$ будет меняться при значениях, превышающих некоторую критическую величину, обратно пропорционально первой степени частоты f (спад в 6 дБ на октаву). При разрывности первой производной от $h(t)$ огибающая $H(f)$ будет меняться обратно пропорционально квадрату частоты f^2 (12 дБ на октаву) и т. д. для каждого следующего более высокого порядка производной. Так например, крутизна спада в случае косинусной весовой функции составляет 12 дБ на октаву, в случае квадратично-косинусной — 18 дБ на октаву и т. д. Из всех функций, приведенных в табл. А.1, лишь прямоугольная и параболическая на пьедестале имеют боковые лепестки в пределах 20 дБ от максимума характеристики.

Характеристики следящей системы сопровождения

В тех случаях, когда выходным фильтром РЛС является замкнутая следящая система, весовая и передаточная характеристики фильтра такой системы могут оказаться чрезвычайно сложными. Тем не менее значительная часть следящих систем может быть характеризована с приемлемой точностью несколькими измеренными или вычисленными параметрами, подобными тем, которые были использованы для описания пассивных фильтров:

$B_{3\delta}$ — односторонней шириной полосы пропускания следящей системы по уровню половинной мощности (в герцах),

β_n — односторонней эквивалентной шумовой шириной полосы пропускания (в герцах),

K_v — константой ошибки по скорости и

K_a — константой ошибки ускорения.

Эти параметры связаны между собой и с временным сдвигом следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} t_d &= 1/K_v \text{ для низкочастотного сигнала,} \\ \cdot \quad t_d' &\approx 1/\beta_n \text{ для нестационарного и высокочастотного сигналов,} \\ K_a &\approx 2,5 \beta_n^2 \approx 6 B_{3\delta}^2. \end{aligned}$$

Ряд других соотношений между временными константами, шириной полосы пропускания и константами ошибок можно найти в литературе по теории систем управления или в обобщенном виде в книге Бартона [11]. Два значения временного сдвига t_d и t_d' необходимы для описания обычно используемых комплексных характеристик следящих систем в области низких и высоких частот. Путем включения в усилитель следящей системы интегратора или эквивалентной коррекции можно увеличить значение K_v до любой произвольной величины (даже до бесконечности), однако при этом возрастает время установления. Переходная характеристика лучше описывается временем нарастания t_d' , определяемым шириной полосы пропускания следящей системы.

В.2. ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ ДАННЫХ

Характеристики фильтров, используемых для получения производной радиолокационных данных по какой-либо координате, подобны характеристикам фильтров разностного измерительного канала. Характеристики дифференцирующих фильтров обладают нечетной симметрией, так что такие фильтры могут быть

описаны как последовательное соединение сглаживающего фильтра с четными функциями $H(f)$ и $h(t)$ и идеального дифференциатора. При этом время задержки и ширина полосы пропускания по уровню половинной мощности для данных по скорости равны соответствующим параметрам сглаживающего фильтра.

Простейшая весовая функция дифференциатора состоит из пары импульсов противоположной полярности, разделенных временным интервалом t_s (рис. В.3, а). Такой дифференциатор будет в дальнейшем называться «двухточечным». Передаточная характеристика в области низких частот ($ft_s \ll 1$) является характеристикой идеального дифференциатора $H(f) = j2\pi f$. При значениях ft_s , превышающих примерно 0,5, функция имеет вид равноотстоящих ле-

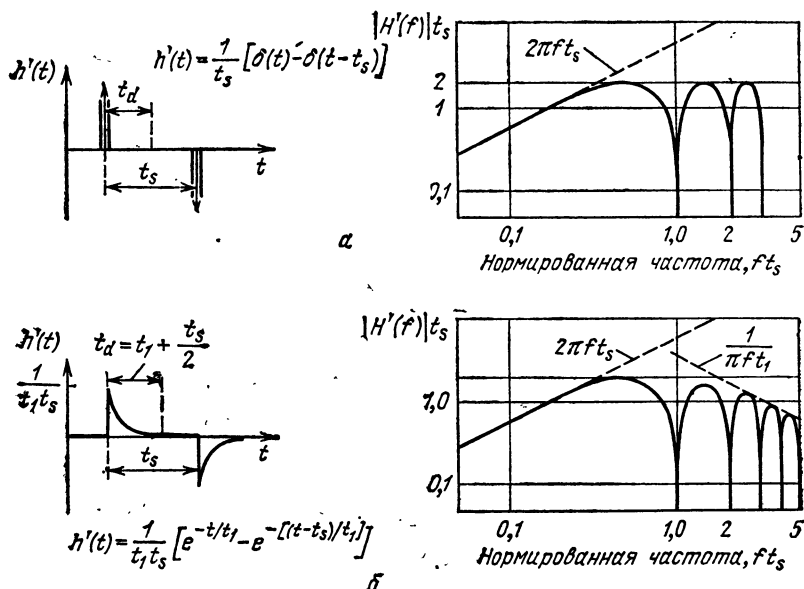


Рис. В.3. Простые характеристики дифференцирующих фильтров:
а — двухточечная; б — сглаженная двухточечная.

пестков двойной амплитуды, простирающихся по частоте до бесконечности. Легко заметить, что весовая функция является производной прямоугольной характеристики сглаживающего фильтра, а передаточная характеристика — увеличенной в $j2\pi f$ раз функцией $(\sin x)/x$ сглаживающего фильтра с прямоугольной характеристикой. В действительности оба выборочных импульса расширяются из-за ограниченных характеристик отдельных элементов измерительной системы (рис. В.3, б), в результате чего уровень лепестков передаточной характеристики начинает снижаться при $ft_s > 1$. Если обозначить сглаженную в пределах одного выборочного импульса ошибку по x через σ_1 и принять, что ошибки в пределах интервала t_s независимы, то ошибка по скорости простого двухточечного дифференциатора будет равна

$$\sigma_{x2} = \frac{\sqrt{2}\sigma_1}{t_s} = \frac{\sigma_1}{\sqrt{2}t_d}. \quad (\text{В.8})$$

В случае сигнала, спектр которого не выходит за пределы полосы пропускания дифференциатора, обусловленная фильтром задержка данных по скорости относительно начала входного сигнала будет составлять $t_s/2$.

Рассмотрим теперь линейную нечетную весовую функцию, оптимальную для оценки первой производной в пределах ограниченного временного интервала t_s , при наличии белого шума и отсутствии производных более высокого порядка во входном сигнале. Такая функция (рис. В.4, а) эквивалентна весовой функции устройства, состоящего из последовательно включенных сглаживающего фильтра с параболической весовой функцией и идеального дифференциатора. Отставание при медленных изменениях скорости также будет равно $t_d = t_s/2$. Ширина полосы пропускания по уровню половинной мощности будет равна $B_{3s} = 0,289/t_d$, из чего следует, что флюктуации скорости на этой частоте будут воспроизведены в масштабе 0,707 от действительных значений амплитуды. Из

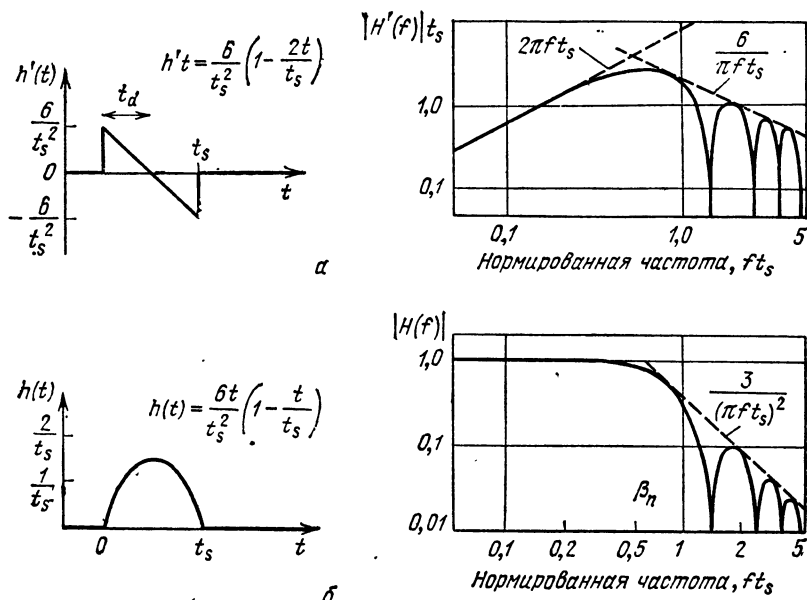


Рис. В.4. Оптимальная характеристика дифференциатора:

а — линейная нечетная весовая функция; б — эквивалентная характеристика сглаживающего фильтра.

табл. В.1 следует, что при заданной задержке эта частотная характеристика почти вдвое шире характеристик двух приведенных в ней фильтров с экспоненциальной весовой функцией.

При входном белом шуме шумовая составляющая на выходе дифференцирующего фильтра будет равна

$$\begin{aligned} \sigma_{\dot{x}}^2 &= W_n \int_0^{B_s} |H'(f)|^2 df = W_n \int_0^{B_s} (2\pi f)^2 |H(f)|^2 df = \\ &= W_n \beta_n \beta_h^2 = (\sigma_x \beta_h)^2 \end{aligned} \quad (\text{В.9})$$

Параметр β_h является среднеквадратичным значением полосы частот, определенным в гл. 3, а σ_x — среднеквадратичным значением ошибки положения цели на выходе эквивалентного сглаживающего фильтра. В табл. В.2 приведены параметры полосы частот для некоторых типов фильтров, выраженные через интервал задержки.

ПАРАМЕТРЫ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

(Весовая функция дифференциатора является первой производной соответствующей функции $h(t)$, приведенной в таблице)

Форма сглаживающей весовой функции	$t_s^h(t)$ или $t_s^h(t)$ ($t \geq 0, t' = t - t_d$)	За- держка t_d	$\beta_h t_d$	β_h / β_{3s}	$\beta_h t_d \sqrt{\beta_n t_d} = \sigma z; \sqrt{t_d^3 / W_n}$	$\beta_n \sqrt{\beta_n / B_3^3} = \sigma x / \sqrt{W_n B_3^3}$
Прямоугольная	Единица в пределах t_s	$t_s/2$	∞	∞	∞	∞
Треугольная	$1 - 2t'/t_s $	$t_s/2$	1,73	5,43	1,000	5,56
Параболическая на пьедестале	$1/2 t'^2 / t_s^2$	$t_s/2$	∞	∞	∞	∞
Параболическая	$1 - 4t'^2 / t_s^2$	$t_s/2$	1,58	5,48	0,865	5,61
Косинусная	$\cos \pi f t' / t_s$	$t_s/2$	1,57	5,30	0,876	5,44
Квадратично-коси- нусная	$\cos^2 \pi f t' / t_s$	$t_s/2$	1,92	5,06	1,18	5,19
Косинусная в че- твертой степени	$\cos^4 \pi f t' / t_s$	$t_s/2$	2,38	5,15	1,67	5,30
Экспоненциальная	$\exp(-t/t_1)$	t_1	∞	∞	∞	∞
Каскадная экспо- ненциальная	$(t/t_1) \exp(-t/t_1)$	1,68 t_1	1,68	9,75	0,772	10,7
Гауссова	$\exp(-t^2/2\sigma_t^2)$	∞	∞	2,67	∞	2,76
$(\sin x)/x$	$(\sin \pi B_s t') / \pi B_s t'$	∞	∞	3,62	∞	3,62
Аналогии по при- ложению А	Амплитудное распределение $q(x)$	$\frac{w}{2\lambda}$	$\frac{\theta w}{2\lambda}$	$\frac{2\theta}{\theta_3}$	$\frac{\theta w}{4\lambda} \sqrt{\frac{\theta_n w}{\lambda}}$	$\frac{2\theta}{\theta_3} \sqrt{\frac{\theta_n}{\theta_3}}$

Если входные данные состоят из нескольких отдельных импульсов, средне-квадратичное значение ошибки для каждого из которых равно σ_1 , выходная ошибка может быть определена по выражению

$$\sigma_x = \frac{\sigma_1 \beta_h}{\sqrt{n_e}} = \frac{\sigma_1 \beta_h}{\sqrt{f_r t_0}} = \sigma_1 \beta_h \sqrt{\frac{2\beta_n}{f_r}}. \quad (\text{B.10})$$

Из табл. В.1 и В.2 следует, что для оптимального фильтра (с линейной нечетной характеристикой) при белом шуме имеют место следующие соотношения:

$$\beta_n t_d = 0,300, \quad \beta_h t_d = 1,58.$$

Следовательно, согласно выражению (В.9),

$$(\sigma_x)_{min} = \sqrt{\frac{3W_n}{4t_d^3}} = \frac{\sqrt{3} (\sigma_x)_{min}}{t_d} = \frac{\sqrt{12} (\sigma_x)_{min}}{t_s}, \quad (\text{B.11})$$

где $(\sigma_x)_{min}$ — ошибка по координате x после сглаживания фильтром с прямоугольной характеристикой на интервале $t_s = 2t_d$. Если входные данные состоят из $n = f_r t_s$ импульсов ($n \gg 1$) с независимыми для каждого импульса ошибками положения цели σ_1 , это выражение в сочетании с соотношением (В.3) дает

$$(\sigma_x)_{min} = \sigma_1 \sqrt{\frac{3}{2f_r t_d^3}} = \sigma_1 \sqrt{\frac{12}{f_r t_s^3}} = \frac{\sigma_1}{t_s} \sqrt{\frac{12}{n}}. \quad (\text{B.12})$$

Для фильтров, весовая функция которых не является линейной нечетной, множитель $\sqrt{12/n}$ должен быть заменен множителем $4 \beta_h t_d \sqrt{\beta_n t_d}$, в четыре раза превышающим значения, приведенные в шестом столбце табл. В.2.

Ошибку по скорости любого фильтра можно сопоставить с ошибкой простого двухточечного дифференциатора, а отношение этих двух ошибок представить в виде отношения ошибок по скорости C_v , определяемого выражением

$$C_v \equiv \frac{\sigma_{\dot{x}}}{\sigma_x} = \frac{\sqrt{2} t_d \sigma_{\dot{x}}}{\sigma_1}. \quad (\text{B.13})$$

Для фильтра с линейной нечетной функцией при импульсных входных данных

$$C_v = \sqrt{\frac{3}{f_r t_d}} = \sqrt{\frac{6}{n}} \quad (n > 12). \quad (\text{B.14})$$

Для этого же фильтра при наличии белого шума, прошедшего через предварительный фильтр с полосой пропускания B_{n1} ,

$$\sigma_1 = \sqrt{W_n B_{n1}}$$

и при $B_{n1} t_d \gg 1$

$$C_v = \sqrt{\frac{2}{B_{n1} t_d}} (\beta_h t_d \sqrt{\beta_n t_d}), \quad (\text{B.15})$$

где величина в скобках является параметром, приведенным в шестом столбце табл. В.2. Выражение (В.15) применимо для фильтров любого типа и может быть вычислено по данным табл. В.2 или по соответствующим аналогам приложения А.

Ошибки по скорости при небелом шуме

Вычисление интегралов такого типа, как в уравнении (В.9), в случае небелого шума может оказаться очень сложной задачей, поскольку множитель $W(f)$ должен быть введен под знак интеграла. Однако точное вычисление этих интегралов требуется не так часто хотя бы потому, что заранее невозможно точно

предсказать величины и спектральные характеристики радиолокационных ошибок. В тех случаях, когда известны только среднеквадратичное значение ошибок положения цели σ_1 для отдельных выборок и интервал сглаживания t_d , достаточно удовлетворительные результаты можно получить по уравнению (В.8), описывающему ошибку σ_{x2} двухточечного дифференциатора. Чтобы показать, насколько значение ошибки по скорости в случае двухточечного дифференциатора совпадает со значением ошибки фильтра с линейной нечетной функцией для трех типов шумов, по выражению (В.13) были вычислены отношения ошибок по скорости C_v , представленные на рис. В.5. По этим графикам можно сделать следующие выводы:

а) в случае марковского спектра шумовой ошибки положения цели $W(f) = W_0 \frac{f_a^2}{f_a^2 + f^2}$ ошибка по скорости в интервале значений f_a от $0,03/t_d$ до

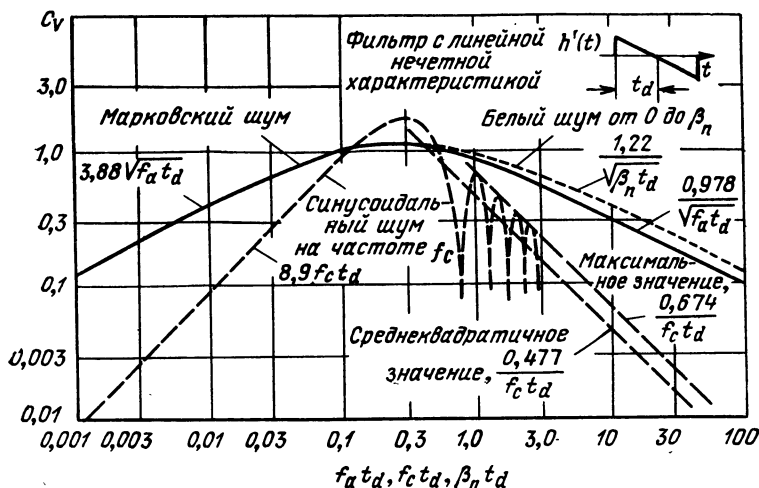


Рис. В.5. Зависимость отношения ошибок по скорости от нормированного спектрального параметра для фильтра с линейной нечетной характеристикой.

$2/t_d$ мало отличается от значения σ_{x2} . Коэффициент C_v в этой области меняется пропорционально $\sqrt{f_a t_d}$ или $\sqrt{1/f_a t_d}$. При вычислении C_v для этого шумового спектра значение σ_1 определялось как ошибка положения цели по всей кривой $W(f)$;

б) в случае белого шума, предварительно пропущенного через фильтр с полосой $\beta_n \gg 1/t_d$, отношение C_v меняется пропорционально $(\beta_n t_d)^{-1/2}$. Кривая имеет такую же форму, как и в случае марковского шума, но смещена по шкале нормированных частот в сторону более высоких значений, полученных путем умножения на коэффициент $\pi/2$, равный отношению шумовой полосы к ширине полосы марковского спектра по уровню половинной мощности;

в) в случае синусоидальных ошибок вида $e_x = A \sin 2\pi f_c t$ среднеквадратичное значение ошибки положения цели $\sigma_1 = 0,707A$. Кривая C_v является просто передаточной характеристикой фильтра, умноженной на коэффициент 1,414 t_d . Наибольшая ошибка по скорости имеет место в том случае, когда период ошибки вдвое больше интервала сглаживания или вчетверо больше времени задержки. В тех случаях, когда период ошибки меньше, чем t_d (частота больше, чем $1/t_d$), отношение C_v меняется пропорционально $(f_c t_d)^{-1}$. Лепестковая структура и структура нулей в этой области, определяемые резкими разрывностями идеализированной весовой функции, в реальных фильтрах практически не на-

блюдаются. Таким образом, в большинстве случаев для оценки модуля ошибки следует пользоваться приближенной кривой среднеквадратичных значений, приведенной на рис В.5.

Неоптимальные фильтры для дифференцирования данных о положении цели также можно характеризовать коэффициентом C_v , равным примерно единице для обширного ряда значений ширины спектра ошибки. На рис. В.6 приведены значения этого коэффициента для каскадного экспоненциального дифференциатора при марковском, синусоидальном и белом шуме, ограниченном по полосе. Как и в рассмотренных выше примерах, в области, в которой частотные параметры шума находятся в пределах двух или трех октав величины $0,25/t_d$,

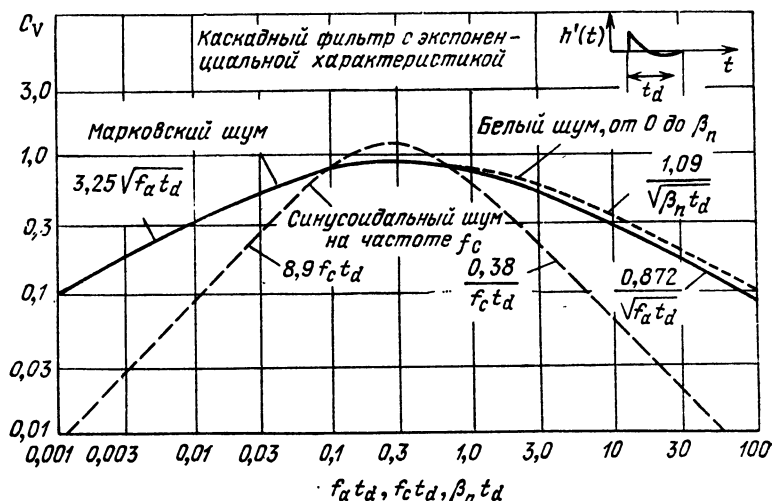


Рис. В.6. Зависимость отношения ошибок по скорости от нормированного спектрального параметра для каскадного фильтра с экспоненциальной характеристикой.

кривые близко совпадают при одинаковом отставании с кривыми двухточечного дифференциатора. Лепестковая структура, характерная для фильтров с конечной памятью, отсутствует в этом случае, во всех же других отношениях эти кривые почти не отличимы от кривых рис. В.5.

Временное запаздывание и полоса частот

Так как каждый дифференцирующий фильтр эквивалентен каскадному включению идеального дифференциатора и сглаживающего фильтра, соотношение между задержкой и полосой частот может быть найдено из табл. В.1. При постоянном ускорении выходные данные по скорости будут запаздывать от входных данных на величину задержки t_d .

Из табл. В.2 видно, что из всех фильтров с конечной памятью значение шумов на выходе линейного нечетного дифференциатора (весовая функция которого является производной параболы) получается при заданных задержке и плотности шумов на входе наименьшим. Производная косинусной весовой функции во всех отношениях почти так же пригодна, а каскадный экспоненциальный фильтр с бесконечной памятью несколько лучше параболического или косинусного, за исключением того, что при одинаковой задержке полоса частот сигнала приблизительно в полтора раза больше.

В.3. СГЛАЖИВАНИЕ И ОЦЕНКА СИГНАЛОВ, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ ПОЛИНОМОМ

В известных случаях удобно представлять небольшие отрезки сигнала или данных в форме полинома с временем t в качестве аргумента, причем коэффициентами полинома являются скорость и производные движения цели более высокого порядка:

$$x(t) = x_0 + \dot{x}_0 t + \frac{1}{2} \ddot{x}_0 t^2 + \frac{1}{6} \dddot{x}_0 t^3 + \dots \quad (\text{В.16})$$

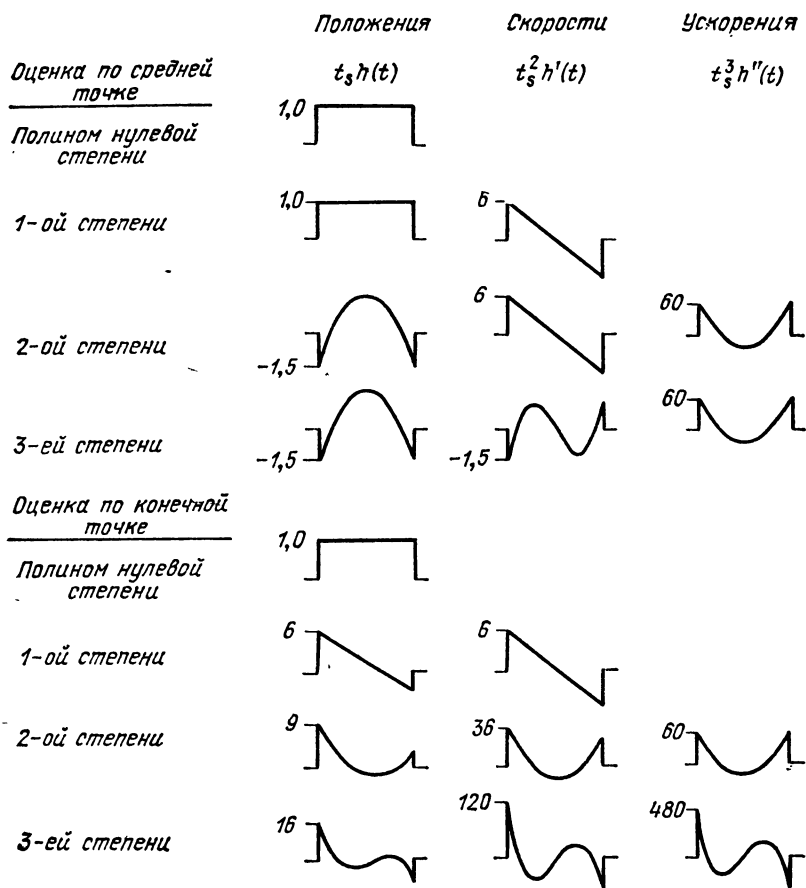


Рис. В.7. Весовые функции для сигнала, аппроксимированного полиномом (в произвольном масштабе).

Значения коэффициентов оцениваются по данным, накопленным в интервале t_s секунд, причем интервал может быть либо центрирован относительно момента, для которого производится оценка (оценка по средней точке), либо уже закончиться в этот момент (оценка по конечной точке). Наилучшие весовые функции в случае белого шума приведены в табл. В.3 и на рис. В.7. Выходная шумовая составляющая, как следует из табл. В.4, при оптимальной оценке будет зависеть от степени полинома, аппроксимирующего данные. Чем выше степень, тем боль-

Таблица В.3

ВЕСОВЫЕ ФУНКЦИИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ЦЕЛИ В СЛУЧАЕ
АППРОКСИМАЦИИ ПОЛИНОМОМ
(по данным Неслайна [40])

Тип оценки	Степень полинома	Весовая функция ($u = t/t_s$, $0 \leq u \leq 1$)
По средней точке		
положения цели	$\begin{cases} 0,1 \\ 2,3 \end{cases}$	$t_s h = 1$ $t_s h = -1,5 (1 - 10u + 10u^2)$
скорости	$\begin{cases} 1,2 \\ 3 \end{cases}$	$t_s^2 h' = 6 (1 - 2u)$ $t_s^2 h' = -15 (1 - 16u + 42u^2 - 28u^3)$
ускорения	2,3	$t_s^3 h'' = 60 (1 - 6u - 6u^2)$
По конечной точке		
положения цели	$\begin{cases} 0 \\ 1 \\ 2 \\ 3 \end{cases}$	$t_s h = 1$ $t_s h = 4 \left(1 - \frac{3}{2} u\right)$ $t_s h = 9 \left(1 - 4u + \frac{10}{3} u^2\right)$ $t_s h = 16 \left(1 - \frac{15}{2} u + 15 u^2 - \frac{35}{4} u^3\right)$
скорости	$\begin{cases} 1 \\ 2 \\ 3 \end{cases}$	$t_s^2 h' = 6 (1 - 2u)$ $t_s^2 h' = 36 \left(1 - \frac{16}{3} u + 5u^2\right)$ $t_s^2 h' = 120 \left(1 - 10u + \frac{45}{2} u^2 - 14 u^3\right)$
ускорения	$\begin{cases} 2 \\ 3 \end{cases}$	$t_s^3 h'' = 60 (1 - 6u + 6u^2)$ $t_s^3 h'' = 480 \left(1 - \frac{45}{4} u + 27u^2 - \frac{35}{2} u^3\right)$

ше выходная шумовая составляющая для каждой оценки. Это увеличение особенно заметно, когда формирование оценки заканчивается к концу интервала, так как процесс формирования требует, чтобы каждая следующая производная более высокого порядка была оценена и добавлена к выходным данным. Так например, в случае полинома первой степени (постоянная скорость) ошибка по скорости имеет такое же значение, как и вычисленное по выражению (В 11), описывающему дифференциатор с линейной нечетной функцией. При оценке же скорости по конечной точке при постоянном ускорении среднеквадратичное значение ошибки окажется в четыре раза больше.

Конечно, преимущество аппроксимации полиномом более высокой степени и оценки по конечной точке заключается в том, что при этом уменьшаются или

ДИСПЕРСИИ ВЫХОДНЫХ ОШИБОК ПРИ ОПТИМАЛЬНОЙ ОЦЕНКЕ
В СЛУЧАЕ ПОЛИНОМА, ОПИСЫВАЮЩЕГО СИГНАЛ В БЕЛОМ ШУМЕ

(Интервал сглаживания t_s , односторонняя плотность шума W_n ;
в случае двухсторонней спектральной плотности шума W_n ,
использованной Неслайном, значение дисперсии
должно быть увеличено в два раза)

Полином		Положения цели σ_x^2/W_n	Скорости $\sigma_{\dot{x}}^2/W_n$	Ускорения $\sigma_{\ddot{x}}^2/W_n$
степень	постоянная			
По средней точке				
0	x	$1/(2t_s)$	—	—
1	\dot{x}	$1/(2t_s)$	$6/t_s^3$	—
2	\ddot{x}	$9/(8t_s)$	$6/t_s^3$	$360/t_s^5$
3	$\ddot{\ddot{x}}$	$9/(8t_s)$	$75/(2t_s^3)$	$360/t_s^5$
По конечной точке				
0	x	$1/(2t_s)$	—	—
1	\dot{x}	$2/t_s$	$6/t_s^3$	—
2	\ddot{x}	$9/(2t_s)$	$96/t_s^3$	$360/t_s^5$
3	$\ddot{\ddot{x}}$	$8/t_s$	$600/t_s^3$	$12960/t_s^5$

совсем исчезают ошибки запаздывания, которые в противном случае появились бы в процессе сглаживания. Необходимость компромисса между шумовой ошибкой и ошибкой задержки рассматривалась Неслайном [40] и является еще одним примером необходимости выбора оптимальной полосы пропускания системы в соответствии с ожидаемыми динамическими параметрами цели (Бартон [11]).

В табл. В.5 приведены уравнения оптимального времени сглаживания и минимального среднеквадратичного значения ошибки, выраженные через плотность шума W_n (одностороннюю) и значения производных x по времени. Пусть, например, среднеквадратичное значение шумовой ошибки измерения дальности составляет 3 м в полосе частот 10 Гц. Радиальное ускорение цели равно $2g$ или 20 м/с^2 , а четвертая производная равна $0,2 g/c^2$ или 2 м/с^4 . Тогда

$$W_n = \frac{\sigma_r^2}{\beta_n} = \frac{9}{10} \text{ м}^2/\text{Гц}.$$

Оценка по средней точке с помощью полинома второй или третьей степени дает

$$(t_s)_{opt} = 5,2 (0,9/4)^{1/9} = 4,4 \text{ с},$$

$$(\sigma_r)_{min} = 0,491 (0,9^4 \cdot 2)^{1/5} = 0,5 \text{ м}.$$

В случае аппроксимации данных полиномом первой степени оптимальный интервал сглаживания был бы равен $t_s = 2,36 (0,9/400)^{1/5} = 0,71 \text{ с}$, а $\sigma_r = 0,9 \text{ м}$. Таким образом, в рассмотренном случае при сглаживании полиномом более вы-

Таблица В.5

ОПТИМАЛЬНЫЕ ВРЕМЕНА СГЛАЖИВАНИЯ И МИНИМАЛЬНЫЕ
ОШИБКИ В СЛУЧАЕ СИГНАЛОВ В БЕЛОМ ШУМЕ, ОПИСАННЫХ ПОЛИНОМОМ

(по данным Неслайна [40])

Оцениваемая величина	Степень полинома	Оптимальное значение t_s	Минимальное среднеквадратичное значение ошибки
Оценки по средней точке			
Положение цели	0,1	$2,36 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/5}$	$0,515 (W_n^2\ddot{x})^{1/5}$
	2,3	$5,2 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/9}$	$0,491 (W_n^4\ddot{x})^{1/9}$
Скорость	1,2	$4,4 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/7}$	$0,486 (W_n^3\ddot{x})^{1/7}$
Ускорение	2,3	$4,83 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/9}$	$0,557 (W_n^2\ddot{x}^3)^{1/9}$
Оценки по конечной точке			
Положение цели	0	$(W_n/x^2)^{1/3}$	$0,855 (W_n\dot{x})^{1/3}$
	1	$2,36 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/5}$	$1,02 (W_n^2\ddot{x})^{1/5}$
	2	$4,74 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/7}$	$1,06 (W_n^3\ddot{x})^{1/7}$
	3	$5,2 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/9}$	$1,32 (W_n^4\ddot{x})^{1/9}$
Скорость	1	$2,05 (W_n/\dot{x}^2)^{1/3}$	$1,32 (W_n/\dot{x}^3)^{1/5}$
	2	$4,4 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/7}$	$1,93 (W_n^2\ddot{x})^{1/7}$
	3	$5,06 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/9}$	$2,65 (W_n^3\ddot{x}^3)^{1/9}$
Ускорение	2	$3,96 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/7}$	$1,92 (W_n/\ddot{x}^3)^{1/7}$
	3	$4,83 (W_n/\ddot{x}^2)^{1/9}$	$3,33 (W_n^2\ddot{x}^5)^{1/9}$

сокой степени может быть получено вдвое меньшее среднеквадратичное значение ошибки, так как известно, что четвертая производная мала. При оценке по конечной точке аппроксимация полиномом первой степени дает почти столь же хорошие результаты, как и аппроксимация полиномом третьей степени, так как шумовые составляющие оценок ускорения и третьей производной очень велики. Во многих случаях значения производных высших порядков не известны, так что использование сложных фильтров с весовой функцией, описываемой полиномом второй или третьей степени может оказаться нецелесообразным в силу неопределенности доли их участия в улучшении характеристик системы.

Приложение Г

ОШИБКИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ ВОЛН В АТМОСФЕРЕ

В предыдущих разделах этого справочника были рассмотрены ошибки, зависящие от типа оборудования и параметров цели. В этом приложении будет подытожено влияние земной атмосферы на результаты измерений дальности, угловых координат и скорости. В первую очередь будет рассмотрено регулярное (и в значительной степени предсказуемое) воздействие тропосферы на основе «Экспоненциального эталона атмосферы», предложенного в качестве модели Национальным бюро стандартов США (Бин и Тэйер [41]). Затем будут более или менее подробно рассмотрены тропосферные флуктуации с использованием модели «замерзших образований» в атмосфере, согласно которой принимается, что флуктуации обусловлены случайной картиной изменений преломляющей способности областей, образующихся в массе воздуха и перемещающихся через измеряемый путь со средней скоростью ветра. Хотя такая модель не является сколько-нибудь точным описанием тропосферы, оказалось, что она дает значительно более правильный прогноз ошибки, чем «экспоненциальная корреляционная» модель (Мачмор и Уилон [42]). В конце приложения будет обобщено влияние ионосферы на основе скудных сведений о ее средней плотности и зависимости от высоты слоя и интенсивности солнечных пятен.

Г.1. ТРОПОСФЕРНАЯ РЕФРАКЦИЯ

Экспоненциальный эталон атмосферы

Индекс рефракции тропосферы для частот, не превышающих 20 ГГц, может быть выражен с помощью следующего уравнения, в котором использованы постоянные Смита — Вайнтрауба

$$N = (n - 1) \cdot 10^6 = \frac{77,6}{T} \left(P + \frac{4810p}{T} \right), \quad (\text{Г.1})$$

где T — температура в градусах Кельвина, P — общее давление в миллибарах, p — парциальное давление компоненты водяных паров, n — показатель преломления и N — значение избытка показателя преломления над единицей в увеличенном в 10^6 раз масштабе, которое и называют индексом рефракции. Значение N на уровне моря обычно заключено в пределах от 300 до 350, а вертикальные разрезы средних и предельных значений приведены на рис. Г.1. Хорошее приближение этой зависимости к прямой на графике в логарифмически-линейном мас-

штабе оправдывает применение в качестве математической модели закона экспоненты, причем для средних условий было использовано выражение

$$N(h) = 313,0 \exp(0,14386 h), \quad (\Gamma.2)$$

где h — высота над уровнем моря в километрах. В дальнейшем при определении ошибок используется среднее значение $N(0) = N_0 = 313,0$, причем в зависимости от действительного значения индекса рефракции у поверхности земли все значения ошибок могут быть пересчитаны в ту или другую сторону.

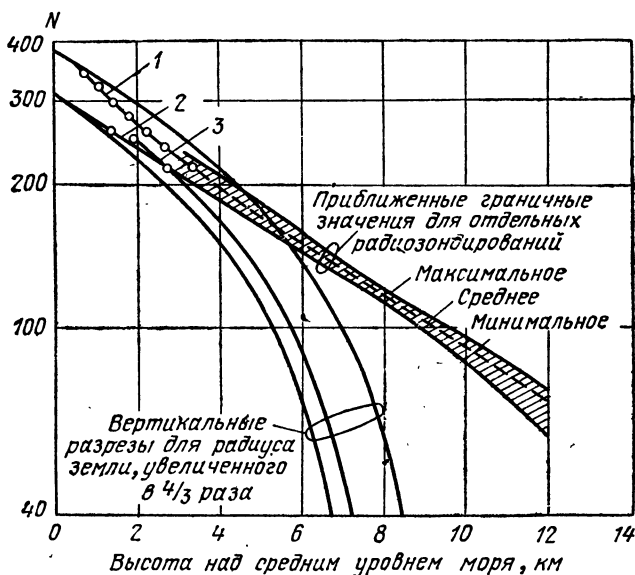


Рис. Г.1. Зависимость индекса рефракции от высоты для средних и крайних условий. Для сравнения приведены вертикальные разрезы для радиуса Земли, увеличенного в $4/3$ раза (Бин и Тейер [4]).

1 — Майами, август, 15° ; 2 — Портленд, Мэн, февраль, 15° ; 3 — Эли, февраль, 15° .

Систематические ошибки по дальности и по углу места

Рефракция радиолокационных волн в тропосфере вызывает дополнительное временное отставание эхо-сигнала и увеличение измеряемого антенной системой угла места. Луч практически следует до цели и обратно по пути наименьшего отставания, вследствие чего он проходит над геометрической прямой, соединяющей РЛС и цель. На рис. Г.2 и Г.3 приведены значения ошибок по дальности и углу места для экспоненциального эталона атмосферы при значении индекса рефракции на уровне моря $N_0 = 313$. Наибольшая ошибка по дальности при горизонтальном направлении луча достигает примерно 100 м. Ошибка по углу места при горизонтальном направлении луча и при пересечении лучом всей толщи атмосферы несколько меньше 1° . Во всех случаях ошибки прямо пропорциональны индексу рефракции у поверхности N_s , независимо от того, изменяется ли он из-за местной погоды или в результате расположения антенны выше уровня моря.

В случае целей, находящихся далеко за пределами тропосферы, ошибки по дальности и по углу места еще заметны вплоть до значений, которые зависят только от угла места и не зависят от дальности. При углах места, больших,

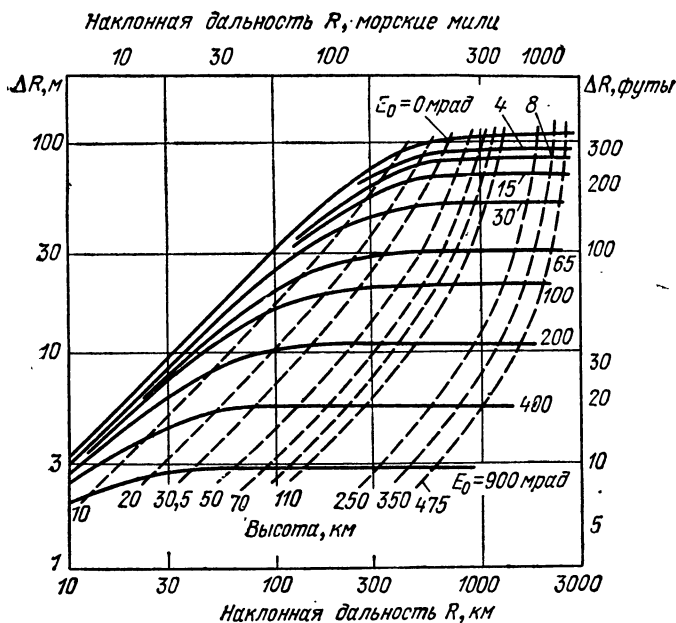


Рис. Г.2. Зависимость систематической ошибки по дальности от дальности для экспоненциального эталона атмосферы ($N_0=313$).

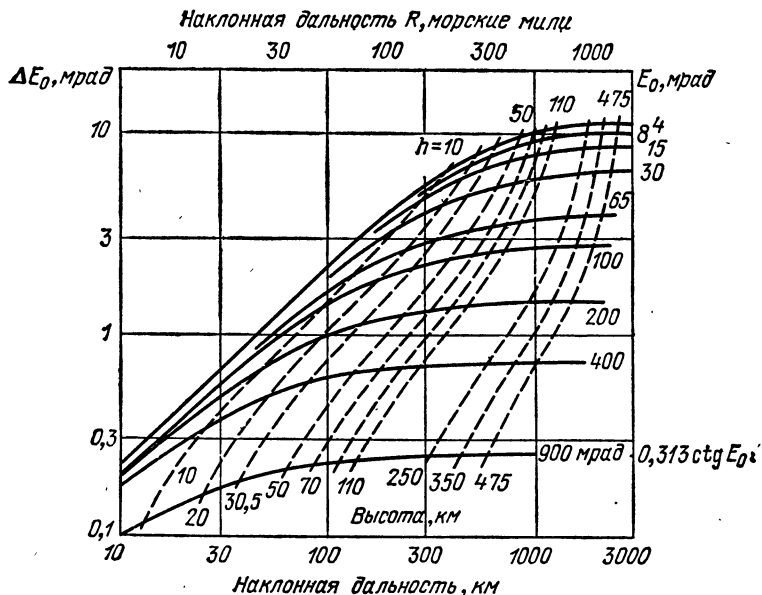


Рис. Г.3. Зависимость систематической ошибки по углу места от дальности при сопровождении для экспоненциального эталона атмосферы ($N_0=313$).

чем $E = 5^\circ$, эти ошибки могут быть аппроксимированы следующими простыми выражениями:

$$\Delta R = 0,007 N_s \csc E_0, \text{ м}, \quad (\text{Г.3})$$

$$\Delta E_0 = N_s \operatorname{ctg} E_0, \text{ мкрад}. \quad (\text{Г.4})$$

Для малых углов места выражение (Г.4) может быть видоизменено, при этом

$$\Delta E_0 = b N_s + a, \text{ мкрад}, \quad (\text{Г.5})$$

где a и b — постоянные, значения которых приведены на рис. Г.4.

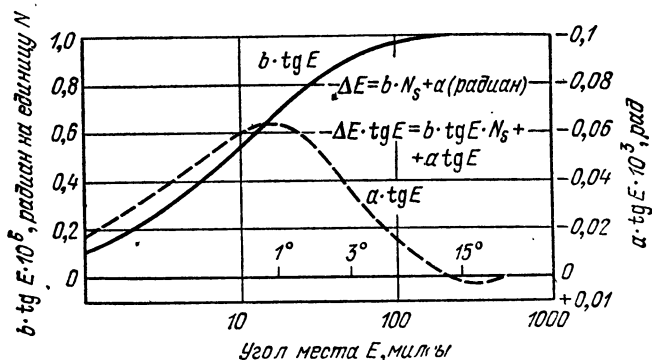


Рис. Г.4. Значения постоянных для внесения поправки на рефракцию для случая радиоастрономии (по Бину и Кэхуну [43]).

Действительные ошибки из-за рефракции могут изменяться относительно этих средних значений на несколько процентов в зависимости от степени соответствия между экспоненциальной моделью и вертикальным разрезом тропосферной рефракции.

Изменения индекса рефракции

Были опубликованы результаты многочисленных измерений индекса рефракции у поверхности земли (Бин, Хорн и Озанич [44]). Наблюдения показали, что значение N_s меняется во времени практически ежесуточно и зависит от сезона, причем суточный размах колебаний составляет от 20 до 40 единиц N , а среднеквадратичное значение сезонных колебаний, которое следует добавить к суточному, около 10 единиц N . Таким образом, в данном месте индекс рефракции может меняться в течение года на 100 единиц N и даже более, в соответствии с чем следует вводить поправку в шкалы ошибок на рис. Г.2 и Г.3. При углах, не превышающих $0,5^\circ$, иногда наблюдается очень сильное преломление, возникающее в результате образования в атмосфере волноводных каналов, в которых температурная инверсия является причиной реверсирования наклона кривой индекса рефракции в функции высоты. Лучи, образующие с поверхностью Земли угол, величина которого меньше некоторого критического значения, попадая в этот канал, распространяются на значительное расстояние, огибая земную поверхность, в результате чего в измерениях положения цели, находящейся на малой высоте, появляются большие непредсказуемые ошибки.

Ошибки по скорости

Существуют две причины влияния средней тропосферной рефракции на измерения скорости цели. Прежде всего кажущаяся дальность (время отставания) цели, находящейся в пределах тропосферы, изменяется пропорционально

местному показателю преломления n_t в районе цели. Допплеровский сдвиг увеличивается во столько же раз:

$$f_d = -\frac{2f_0 \dot{R}}{c_t} = -\frac{2\dot{R}n_t}{\lambda},$$

$$\Delta f_d = f_d(n_t - 1) = f_d N_t \cdot 10^{-6} \text{ (члены первого порядка),} \quad (\Gamma.6)$$

где $c_t = c_0/n_t$ — скорость света в среде, окружающей цель, а λ — длина излучаемой волны в вакууме.

Вторая причина, часто более значительная, чем первая, описана Миллманом [45]. Как показано на рис. Г.5, зондирующий сигнал РЛС попадает на цель вследствие искривления луча по траектории, расположенной несколько выше прямого (геометрического) пути. Отраженный сигнал при этом зависит от вектора кажущейся скорости цели, равного по величине истинному вектору, но

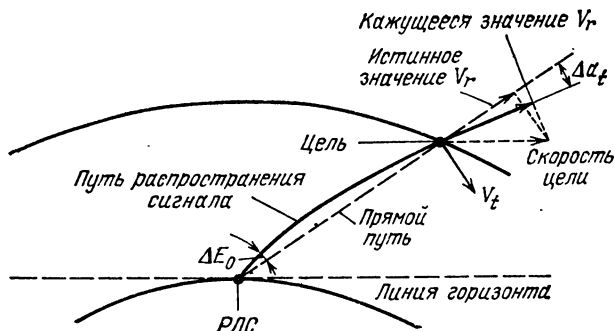


Рис. Г.5. Влияние искривления луча на измерение доплеровского сдвига.

повернутого относительно него на угол $\Delta\alpha_t$. Так как угол $\Delta\alpha_t$ мал, ошибка, обусловленная истинной радиальной составляющей скорости, практически остается неизменной, однако наличие тангенциальной составляющей v_t приводит к увеличению ошибки. При повороте вектора кажущейся скорости на угол $\Delta\alpha_t$ наблюдаемая радиальная составляющая скорости изменяется на величину $\Delta v = v_t \sin \Delta\alpha_t \approx v_t \Delta\alpha_t$. При наблюдении цели под углами места, близкими к нулю, средние значения угла $\Delta\alpha_t$ могут доходить до 2—4 мрад, что создает значительные ошибки. Приближенное значение $\Delta\alpha_t$ может быть найдено по кривым тропосферной систематической ошибки ΔE_0 , приведенным на рис. Г.3

$$\Delta\alpha_t \approx \Delta E_0 \frac{L}{R}, \quad (\Gamma.7)$$

где L — длина тропосферной части пути распространения (в области высот примерно до 5 км, рис. Г.8). Таким образом

$$\sigma_a \approx \sigma_E \frac{L}{R},$$

$$\sigma_{vE} \approx v_t \sigma_E \frac{L}{R} = \dot{E}_t L \sigma_E, \quad (\Gamma.8)$$

где σ_E — неизвестная или нескорректированная часть ΔE_0 , а \dot{E}_t — скорость изменения угла места цели. Это ошибка измерения радиальной (доплеровской) скорости, которая появляется и в тех системах, в которых пытаются заменить ввод поправки на преломление луча совместной обработкой результатов измере-

ний дальности и доплеровского сдвига, производимых из разных точек наблюдения. Даже в тех случаях, когда в результате тщательной коррекции значение σ_E снижается до 0,1 мрад, ошибка, обусловленная доплеровским сдвигом, может оказаться при большой скорости цели весьма значительной.

Для азимутальной координаты можно использовать выражение, аналогичное уравнению (Г.8), в котором величина σ_A описывает тропосферную систематическую ошибку по азимуту, а \dot{A} является скоростью изменения азимута:

$$\sigma_{vA} \approx \dot{A} L \sigma_A. \quad (\text{Г.9})$$

Систематическая ошибка по азимуту порядка 0,1 мрад может появляться при таких градиентах показателя преломления в горизонтальной плоскости, которые лишь в редких случаях можно предвидеть или скорректировать.

Г.2. ТРОПОСФЕРНЫЕ ФЛЮКТУАЦИИ

Спектры флуктуаций дальности

Ошибки радиолокационных измерений состоят не только из рассмотренных выше систематических ошибок, но и из ошибок, обусловленных иррегулярными флуктуациями рефракции в тропосфере. Из всех возможных методов описания тропосферных флуктуаций наиболее целесообразной является модель, согласно которой прогноз ошибок производится на базе энергетического спектра флуктуаций дальности. Такие спектры в течение длительного времени измерялись в США Томпсоном и его сотрудниками в Национальном бюро стандартов США в Колорадо [46]. Измерения проводились в атмосфере над земной и морской поверхностью с использованием путей распространения радиоволн как над низинами, так и высоко в горах штата Колорадо и на Гавайских островах. На рис. Г.6 приведены данные, полученные в спектре частот, охватывающем девять десятичных разрядов. Как было установлено измерениями в разных точках земной поверхности в течение ряда лет, на частотах ниже 10^{-4} Гц спектры флуктуаций дальности аналогичны спектрам флуктуаций индекса рефракции над земной поверхностью (данные по N_s на рис. Г.6). Чтобы получить в этой области одинаковые значения спектральных плотностей флуктуаций дальности и индекса рефракции N_s , флуктуации дальности выражены в миллионных долях длины пути (миллионная дистанции — м. д.), а энергетическая спектральная плотность в (м. д.)²/Гц. Шкала в правой части графика дает соответствующие значения спектральной плотности в см²/Гц для принятой в этих измерениях длины тропосферного пути порядка 30 км.

Данные, приведенные на рис. Г.6, получены для углов места в 3 и 7° и для путей, простирающихся от поверхности Земли до высот в 2 и 3 км. Большое непостоянство атмосферных условий в значительной мере маскирует зависимость от угла места и высоты над уровнем моря, однако область, заключенная между кривыми с индексами таx и min , может рассматриваться как область типичных условий, встречающихся на большей части трасс в любом пункте земного шара. В редко встречающихся «спокойных» условиях может наблюдаться энергетическая плотность, в десять раз более низкая, чем по кривой с индексом min , а в случае интенсивных возмущений — в десять раз больше, чем по кривой с индексом таx .

В последующих расчетах будет использована кривая спектральной плотности, средняя между кривыми таx и min . Для двух экспериментально исследованных путей это соответствует

$$\begin{aligned} \overline{W}(f) &= 32f^{-1} \quad (10^{-8} < f < 10^{-5} \text{ Гц}), \\ \overline{W}(f) &= 10^{-6} C_1 f^{-2,5} \quad (f > 10^{-5} \text{ Гц}), \end{aligned} \quad (\text{Г.10})$$

где C_1 — размерная постоянная, равная 1,0 (м. д.)² Гц^{1,5}, введенная с тем, чтобы выразить \overline{W} в единицах (м. д.)²/Гц. В области частот ниже 10^{-5} Гц спектраль-

ная плотность настолько уменьшается, что практически не сказывается на общей флюктуации дальности. Общая флюктуация дальности для среднего значения спектральной плотности составляет

$$\frac{\bar{\sigma}_r}{L} \cdot 10^8 = \left[\int_{10^{-8}}^{\infty} \bar{W}(f) df \right]^{1/2} = 15 \text{ м. д.} \quad (\Gamma.11)$$

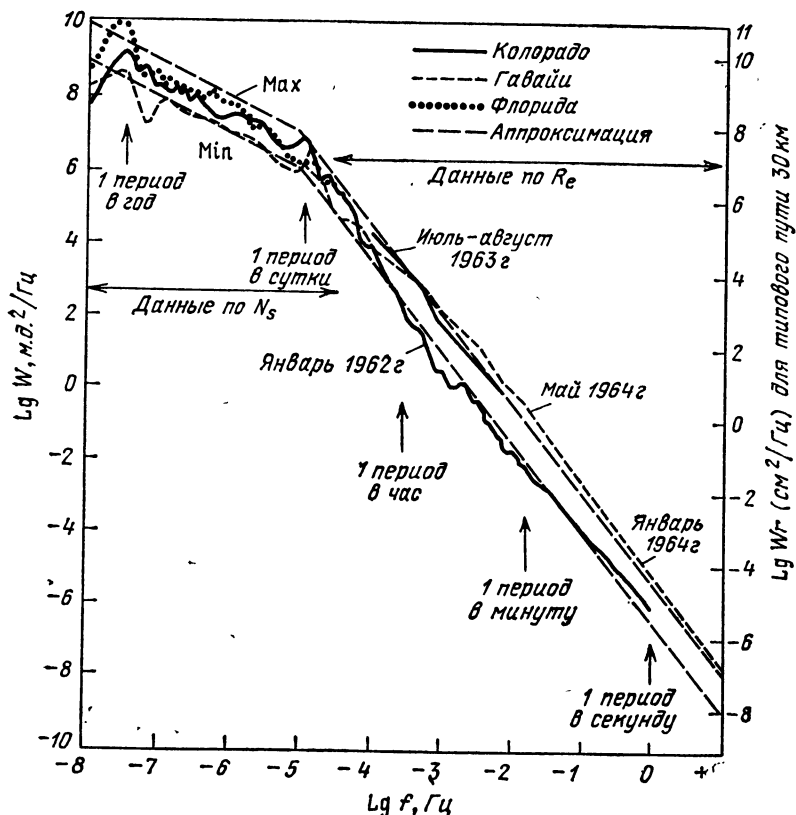


Рис. Г.6. Энергетические спектры флюктуаций дальности (по Томпсону и др. [46]).

При $L = 30$ км это дает $\bar{\sigma}_r = 0,45$ м в пределах периода в несколько месяцев. Большая часть мощности заключена в спектре ниже частоты точки излома кривой $f_a = 10^{-5}$ Гц (соответствующей приблизительно одному периоду в сутки).

Влияние длины пути распространения в тропосфере

Спектральная плотность в области частот ниже $3 \cdot 10^{-5}$ Гц, выраженная в единицах (м. д.)²/Гц, не зависит от длины пути. Это объясняется тем, что составляющие с длительным периодом изменения зависят от суточных и сезонных изменений N_s , наблюдаемых одновременно вдоль всего пути и непосредственно суммирующихся, в результате чего амплитуда флюктуации оказывается пропорциональной длине пути L . Выше этой частоты спектральная плотность меняется с изменением длины пути так, как это изображено на рис. Г.7. На графике при-

ведено в известной мере произвольное разделение спектра на медленно меняющуюся составляющую и составляющую дрейфа, описывающую изменения рефракции, обусловленные, как это было принято выше, «замерзшими» образованиями в воздушных массах, перемещающихся относительно пути распространения со средней скоростью v_a . На верхней шкале отложены значения пространственной длины волны флуктуаций при принятой для интервала измерений скорости сноса воздушной массы $v_a = 3$ м/с. Хотя составляющая дрейфа содержит

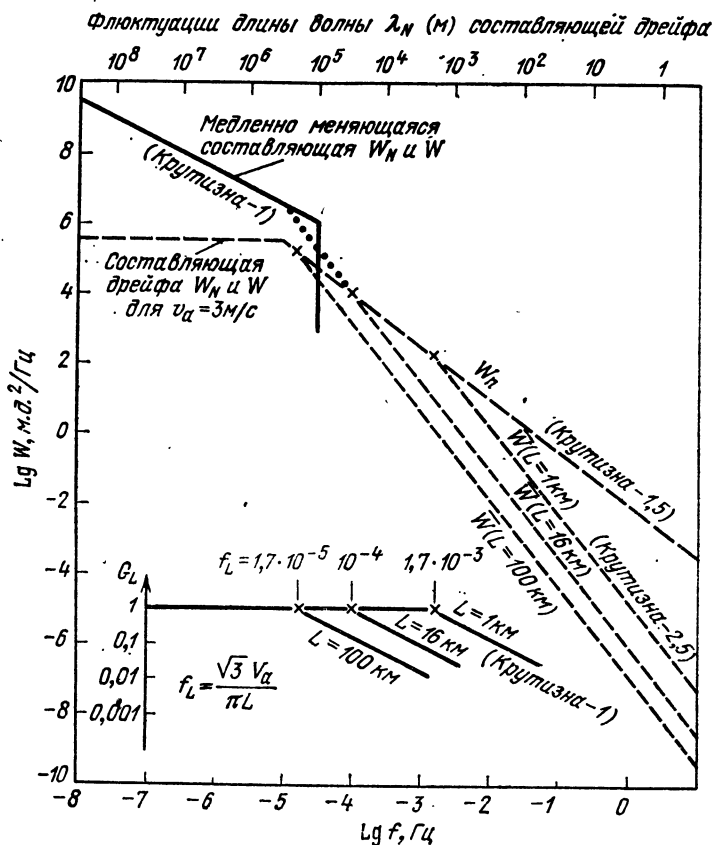


Рис. Г.7. Влияние длины пути на спектр флуктуаций.

длины волн вплоть до 10^6 м, волны выше 10^5 м обычно маскируются суточными изменениями. Составляющая рефракции, обусловленная дрейфом, хорошо описывается с помощью спектральной плотности

$$W_N(f) = \frac{\sqrt{3}v_a}{300} f^{-1.5} \text{ (м. д.)}^2/\text{Гц}, \quad f > 10^{-5} \text{ Гц}, \quad (\text{Г.12})$$

$$W_N(f) = 10^{-2} f^{-1.5} \quad (v_a = 3 \text{ м/с}, f > 10^{-5} \text{ Гц}), \quad (\text{Г.13})$$

(размерные постоянные с целью упрощения опущены). Общая мощность, приходящаяся на составляющую дрейфа, соответствует среднеквадратичному значению флуктуаций индекса рефракции в 6 м. д.

Флуктуации индекса рефракции, длина волны которых короче примерно двух длин пути распространения, влияют вдоль всего пути не одновременно,

так что соответствующие флуктуации дальности будут меньше. Функция $G_L(f)$, устанавливающая зависимость между спектральными плотностями флуктуаций индекса рефракции и дальности, изображена на рис. Г.7:

$$G_L(f) = 1 \quad \left(f < f_L = \frac{\sqrt{3} v_a}{\pi L} \right),$$

$$G_L(f) = \frac{f_L}{f} \quad (f > f_L), \quad (\text{Г.14})$$

$$\overline{W}(f) = W_N(f) G_L(f) \quad (\text{м. д.})^2/\text{Гц}. \quad (\text{Г.15})$$

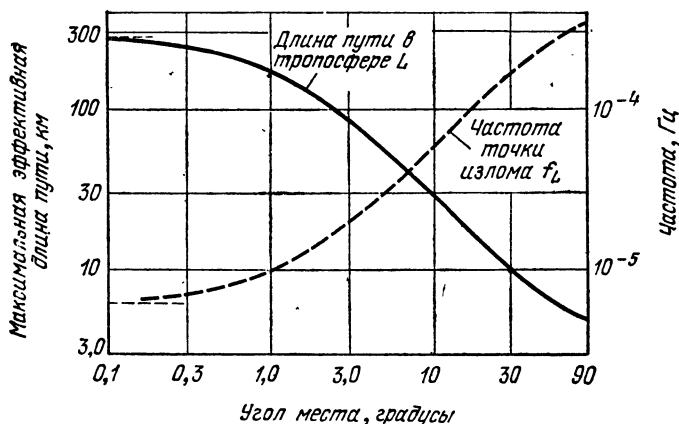


Рис. Г.8. Зависимость длины пути и частоты точки излома характеристики от угла места для длин путей, простирающихся за пределы $h=5$ км.

Таким образом, в области, расположенной выше частоты точки излома характеристики f_L , спектр определяется выражением

$$\overline{W}(f) = \frac{v_a^{1.5}}{100\pi L f^{2.5}} \quad (\text{м. д.})^2/\text{Гц}, \quad (\text{Г.16})$$

где размерная постоянная также опущена. Это выражение будет в дальнейшем использовано при выводах уравнений угловой ошибки, а также непосредственно применено для оценки величины и интервала корреляции фазовых ошибок по раскрытию.

На рис. Г.7 приведены спектры флуктуаций дальности для длин путей в 16 и 100 км. Для длин путей, не превышающих 16 км, спектры можно четко разделить на три области:

а) область с очень большим периодом изменения (частота ниже, чем $3 \cdot 10^{-5}$ Гц), в которой W не зависит от скорости дрейфа и длины пути распространения;

б) область от $3 \cdot 10^{-5}$ Гц до f_L , в которой $W = W_N$ не зависит от длины пути, но зависит от скорости дрейфа;

в) область частот выше f_L , в которой спектр определяется выражением (Г.16). Из сравнения с длинами путей, для которых были получены экспериментальные данные (рис. Г.6) видно, что разница для длин 16 и 25 км настолько мала, что непостоянство, присущее тропосферным условиям, не дает возможности заметить изменение формы спектра. Для этих двух длин путей медленно ме-

няющаяся составляющая и составляющая дрейфа образуют совместно форму спектра, определяемую уравнением (Г.10). Однако в случае значительно более длинных или более коротких путей распространения возможность деления на три области с различной крутизной становится очевидной.

Для оценки эффективной длины тропосферной части пути распространения сигнала РЛС можно учитывать лишь часть пути до высоты, равной 5 км. На рис. Г.8 приведено максимальное значение этой длины в функции угла места, а также соответствующее значение частоты f_L . Эти кривые применимы для целей, находящихся на высотах, превышающих 5 км. Для более низких целей следует брать все расстояние до цели. Эта часть пути на малых высотах должна быть использована также для оценки скорости дрейфа v_d , так как большая часть колебаний индекса рефракции происходит в плотных, содержащих влагу областях воздушных масс.

Кажущиеся флуктуации дальности

При ограниченном периоде наблюдения t_0 полная величина медленно меняющихся флуктуаций не может быть зарегистрирована. Соответствующее изменение данных наблюдения может быть описано с помощью характеристики фильтра верхних частот $H_0(f)$:

$$H_0(f) = \frac{f}{f_0} \quad \left(f < f_0 = \frac{\sqrt{3}}{\pi t_0} \right),$$

$$H_0(f) = 1 \quad (f > f_0).$$

(Г.17)

Кажущиеся флуктуации дальности $\bar{\sigma}_{r0}$ находятся путем интегрирования произведения спектральной плотности на квадрат характеристики такого фильтра:

$$\frac{\bar{\sigma}_{r0}}{L} \cdot 10^6 = \left[\int_{10^{-8}}^{\infty} \bar{W}(f) H_0^2(f) df \right]^{1/2} \text{ м. д.}$$

(Г.18)

На рис. Г.9 приведены характеристика фильтра и результирующий спектр флуктуаций кажущейся дальности, рассчитанные для средней длины пути при $t_0 = 1$ ч. На рис. Г.10 показана величина кажущихся флуктуаций в единицах м. д. в функции f_0 и t_0 для трех длин пути. Среднеквадратичное значение флюк-

туаций резко падает в области значений $t_0 < 3$ ч, причем крутизна наклона кривой приближается к значению $t_0^{3/4}$

$$\bar{\sigma}_{r0} \approx 1,4 \cdot 10^{-7} L^{0.5} t_0^{0.75} \quad (t_0 < 10^4 \text{ с}),$$

(Г.19)

где длина выражена в метрах. Так например, в течение периода наблюдения в одну минуту при средних условиях состояния тропосферы на пути длиной в 10 км будут наблюдаться флуктуации величиной лишь 0,07 см. При увеличении времени наблюдения до 1 ч будут наблюдаться флуктуации уже в 1,6 см, значительная доля которых будет приходиться на линейный дрейф данных по дальности. При этом вследствие преобладания в ошибке по дальности низкочастотных составляющих энергетического спектра (заклученных между частотами 10^{-6} Гц и f_0), сглаживание не принесет особой пользы.

Благодаря определенному соотношению между временем и длиной волны шкала для интервала наблюдения может быть также применена к размеру раскрыва, причем рис. Г.10 даст среднеквадратичное значение ошибки дальности по раскрыву. Так например, среднеквадратичное значение ошибки дальности при раскрыве 100 м и $L = 10$ км составляет для среднего спектра и $v_a = 3$ м/с

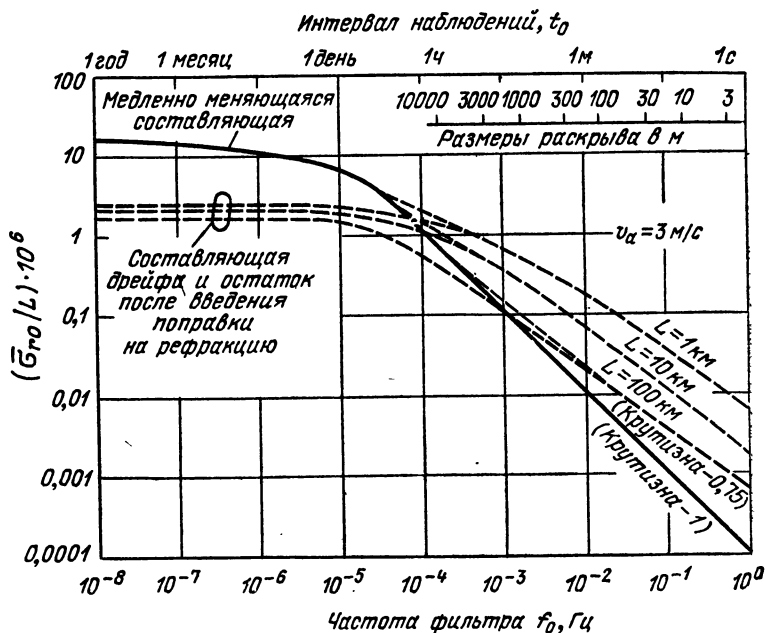


Рис. Г.10. Зависимость флуктуаций кажущейся дальности от параметров условий наблюдения.

около 0,05 см. Для определения наибольшей рабочей частоты или наибольшего возможного раскрыва приводимые данные следует преобразовать в фазовый угол на данной частоте. Дальнейшие расчеты в этой области приведены в следующем разделе.

Введение поправки на измеренный индекс рефракции

Работы Национального бюро стандартов США показали, что можно скорректировать значительную часть ошибки по дальности путем измерения индекса рефракции у поверхности земли в районе расположения РЛС и введения поправок по общей методике с помощью кривых, изображенных на рис. Г.2. Так как спектры-ошибки по дальности и индекса рефракции расходятся на частотах, превышающих 10^{-4} Гц, наиболее эффективная коррекция получается при усреднении поправки за период порядка трех часов (Нортон [47]). Спектр остаточной ошибки приведен на рис. Г.11, причем кривые соответствуют двум разным значениям точности измерения индекса рефракции N_s . Корректирующая функция имеет вид передаточной характеристики фильтра $H_c(f)$, снижающего низкочастотную составляющую до уровня, определяемого точностью измерения значения N_s . Ослабление, вносимое фильтром, уменьшается с увеличением частоты, причем начиная с 10^{-4} Гц частоты проходят фильтр без ослабления. Хотя существенная составляющая и более низкие частоты ослабляются в значительной степени, остаточная ошибка $\sigma_{гс}$, обусловленная флуктуациями, все же составляет

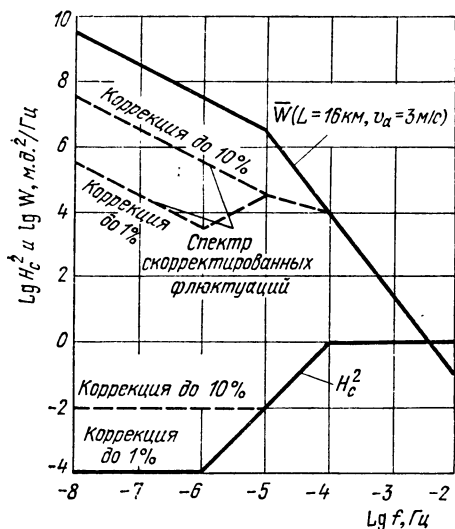


Рис. 7.11. Спектры, показывающие влияние введения поправки на рефракцию.

во времени. Приемлемая аппроксимация такого пространственного спектра получается, как было показано выше, если принять, что флюктуации во времени возникают в результате дрейфа «замерзших» неоднородных образований тропосферы через направление радиолокационного наблюдения. Такая модель «замерзших» образований, являющаяся, как это признано всеми, грубым приближением значительно более сложного процесса, может быть использована в РЛС и интерферометрических системах для предсказания с приемлемой точностью величины и спектральных характеристик ошибок из-за флюктуаций угловых координат, обусловленных тропосферой. Пространственный спектр фазовой ошибки, полученный на базе данных по дальности, дает возможность вычислить также расширение луча, потерю эффективности и увеличение боковых лепестков в крупногабаритных антеннах и антенных решетках.

Методика угловых измерений вдоль базисной линии интерферометра или раскрыва антенны может быть сопоставлена с дифференцированием или измерением крутизны кривой в области временных зависимостей. Координата x , измеряемая вдоль раскрыва связана с временем соотношением $x = v_a t$, а ширина раскрыва с полным интервалом сглаживания — соотношением $w = v_a t_s$, где v_a — скорость дрейфа. Измерение крутизны описывается передаточной характеристикой дифференциатора (приложение В):

$$H'(f) = 2\pi f \quad (f < f_w).$$

Форма функции H' за пределами полосы пропускания дифференциатора приведена на рис. В.3 для двухточечных измерений (случай интерферометра), а на рис. В.4 — для непрерывных измерений (при линейном нечетном амплитудном распределении по раскрыву). Измеряемый угол прихода эквивалентен наклону фазового фронта. Для оценки ошибки, появляющейся из-за дрейфа тропосферных неоднородностей, можно записать, что

$$\theta = \frac{dR}{dx} = \frac{1}{v_a} \frac{dR}{dt}, \quad (\Gamma.20)$$

не менее 10% от σ_r (составляющей дрейфа, рис. Г.10). Это объясняется тем, что энергетический спектр ошибки в области частоты 10^{-4} Гц не охватывается коррекцией, что и создает ошибку порядка 10% от общей ошибки наблюдения в некорректированных данных. Таким образом, создание очень точных рефрактометров для коррекции данных по дальности вряд ли окупается затраченными на это усилиями за исключением, может быть, трассы Земля — Земля, когда измерения могут производиться в ряде точек вдоль трассы и усредняться не во времени, а в пространстве.

Флюктуации угла при измерениях азимута

Флюктуации кажущегося угла прихода фронта волны могут быть найдены на основе пространственного эквивалента спектра флюктуаций данных по дальности

где наклон сглажен по раскрытию (или базисной линии) в пространстве, а неоднородности сглажены во времени в течение интервала $t_s = w/v_a$ с. Тогда угловая ошибка равна

$$\bar{\sigma}_\theta = \frac{1}{v_a} \bar{\sigma}_r = \frac{L}{v_a} \left[\int_0^\infty H'^2(f) \bar{W}(f) df \right]^{1/2}, \quad (\Gamma.21)$$

где \bar{W} выражено в (м. д.)²/Гц, а $\bar{\sigma}_\theta$ — в микрорадианах.

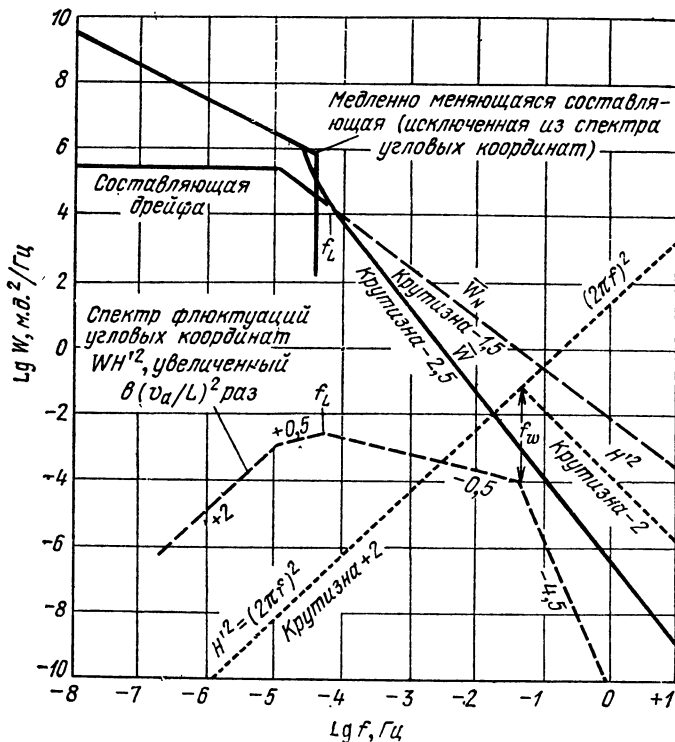


Рис. Г.12 Передаточная характеристика и спектр флуктуаций угловых измерений.

Кривые соответствуют линейному нечетному амплитудному распределению при $W=30$ м, $L=30$ км, $v_a=3$ м/с.

Рассмотрим сначала пример использования для измерения функции, описывающей оптимальное (линейное нечетное) амплитудное распределение по раскрытию (см. рис. В.4, а). При вычислении среднеквадратичного значения ошибки для непрерывного спектра частотная (передаточная) характеристика может быть аппроксимирована выражениями:

$$H'(f) = 2\pi f \left(f < f_w = \frac{\sqrt{3} v_a}{\sqrt{2} \pi w} = \frac{0,46 v_a}{w} \right),$$

$$H'(f) = \frac{2\pi f_w^2}{f} \quad (f > f_w). \quad (\Gamma.22)$$

Спектр флуктуаций угловой координаты имеет вид, представленный на рис. Г.12. Он состоит из четырех отрезков, крутизна которых равна соответственно +2 (при $f < 10^{-5}$), +0,5 (при $10^{-5} < f < f_L$), -0,5 (при $f_L < f < f_w$) и -4,5 (при

$f_w < f$). В результате вычисления площади под этой кривой, соответствующей интегралу в уравнении (Г.21), получается, что

$$\bar{\sigma}_\theta \approx 0,46 \sqrt{\frac{L}{Vw}} \text{ мкрад} \quad (w \ll L, \text{ причем обе величины выражены в метрах}). \quad (\text{Г.23})$$

Здесь знак \approx означает, что среднеквадратичное значение ошибки вычислено для спектра средней флуктуации, описанного выше. Результирующая угловая ошибка не зависит от скорости дрейфа. Большая часть мощности приходится на область, непосредственно примыкающую снизу к частоте f_w .

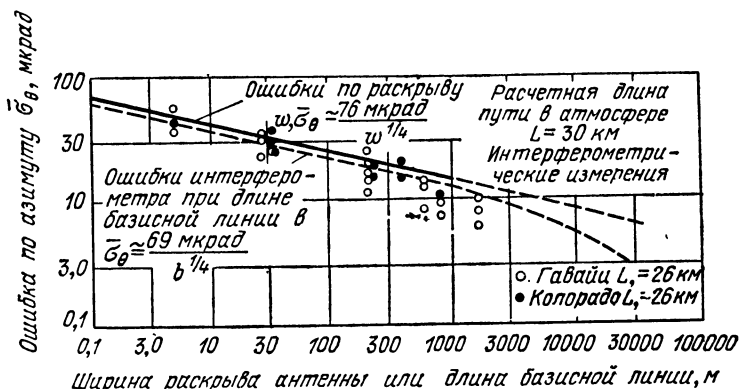


Рис. Г.13. Зависимость угловой ошибки от размеров антенны или длины базисной линии.

В случае интерферометра передаточная характеристика в области нижних частот также соответствует характеристике идеального дифференциатора, в области же верхних частот она определяется выражением

$$H'(f) = 2\pi f b \left(f > f_b = \frac{v_a}{\sqrt{2\pi b}} \right), \quad (\text{Г.24})$$

где b — длина базисной линии интерферометра. Такая характеристика была приведена на рис. В.3, а. Решение интеграла для этой характеристики (при b , перпендикулярном к линии визирования) дает значение

$$\bar{\sigma}_\theta \approx 0,4 \left[\sqrt{L} \left(\sqrt{\frac{L}{b}} - 0,74 \right) \right]^{1/2} \quad (b < L), \quad (\text{Г.25})$$

$$\bar{\sigma}_\theta \approx 0,4 \sqrt{\frac{L}{Vb}} \text{ мкрад} \quad (b \ll L). \quad (\text{Г.26})$$

Кривые ошибок для раскрытия антенны и интерферометра изображены на рис. Г.13, на котором нанесены также экспериментальные точки, полученные в результате измерений, проведенных Национальным бюро стандартов США (Томпсон, Джейнс и Грант [48]). Большое сходство кривых для раскрытия антенны и интерферометра свидетельствует о том, что результаты по существу не зависят от амплитудного распределения.

Экспериментальные точки дают несколько более быстрое уменьшение ошибки с увеличением b , чем это следует из теоретических кривых. $\bar{\sigma}_\theta$ меняется приблизительно пропорционально $b^{-1/3}$, а не $b^{-1/4}$ согласно расчетам. Это объясняется тем, что «цель», использованная в эксперименте, находилась в пределах тропосферы, так что оба пути сходились в районе цели. При этом ошибка, обусловленная

разностью длин обоих путей, уменьшается точно так же, как и в случае уменьшения длины пути L в уравнении (Г.25), так что крутизна кривой увеличивается при $b \rightarrow L$. В случае цели, находящейся на большой дальности, пути в пределах тропосферы проходят раздельно и значения ошибок больше соответствуют теоретическим.

Ошибка по углу места

В тех случаях, когда базисная линия расположена не перпендикулярно к линии визирования, как например, при измерении угла места (рис. Г.14), возникают дополнительные флюктуационные ошибки, вызываемые колебаниями индекса рефракции на коротком участке пути z от наиболее удаленной точки приема до проекции базисной линии b' . При измерении горизонтальным интерферо-

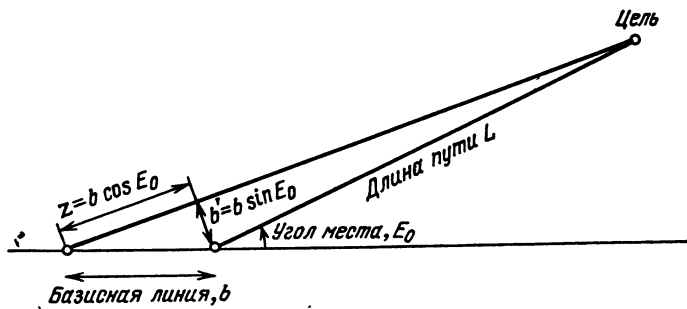


Рис. Г.14. Измерение угла места интерферометром.

метром углов места в области, расположенной несколько ниже 30° , это явление становится особо заметным. Процесс расчета в таком случае заключается в следующем:

1. Обычная составляющая ошибки $\bar{\sigma}_0$ рассчитывается или считывается с рис. Г.13 для проекции базисной линии $b' = b \sin E_0$.

2. Дисперсия σ_z^2 ошибки, обусловленной дополнительными флюктуациями дальности, для участка пути $z = b \cos E_0$ рассчитывается путем подстановки в выражение (Г.15) значения z вместо L и интегрирования выражения для $W(f)$.

3. Общая ошибка по углу места находится путем суммирования значений этих дисперсий:

$$\bar{\sigma}_E^2 = \bar{\sigma}_0^2 + \left(\frac{\bar{\sigma}_z}{b} \right)^2. \quad (\text{Г.27})$$

Так как, согласно рис. Г.10, $\bar{\sigma}_z = 16 \cdot 10^{-6} z$ независимо от длины пути (при условии включения составляющей с большим периодом изменения), ошибка равна

$$\bar{\sigma}_E^2 = \bar{\sigma}_0^2 + (16 \operatorname{ctg} E_0)^2 (\text{мкрад})^2. \quad (\text{Г.28})$$

Результаты расчета для $E_0 = 6^\circ$ хорошо сходятся с экспериментальными данными (рис. Г.15). Поскольку вертикальная структура изменений индекса рефракции неизбежно должна отличаться при больших длинах волн от горизонтальной структуры, такие результаты при учете составляющей ошибки с очень большим периодом изменения в случае большой длины базисных линий порядка 1500 м не самоочевидны.

При сопровождении цели, находящейся на большой дальности, когда оба пути при пересечении тропосферы образуют две параллельные линии, составляющие ошибки с большим периодом изменения коррелированы и не будут вызывать угловую ошибку. (Это справедливо также при экспоненциальном распределении градиента по высоте, которое не вызывает систематической ошибки в горизонталь-

ном интерферометре в тех случаях, когда можно гарантировать выполнение условия плоской земной поверхности.) Составляющая же флуктуаций индекса рефракции, обусловленная дрейфом, вызовет ошибку $\bar{\sigma}_z = 2 \cdot 10^6 z$, так что

$$\bar{\sigma}_E^2 = \bar{\sigma}_0^2 + (2 \operatorname{ctg} E_0)^2 \quad (\text{мкрад})^2. \quad (\Gamma.29)$$

Это является также приближенным значением ошибки при сопровождении на малых дальностях, когда составляющая с большим периодом изменения учтена на основе точного измерения индекса рефракции.

В предыдущих выводах было принято, что наблюдения проводятся в течение периода, более длительного, чем b/v_a , так что наличие в выходном сигнале энергии, соответствующей флуктуациям на частотах ниже f_b , было совершенно очевидным. Недостатками ряда более ранних измерений (Нортон и др. [49]) являлись ограниченный период наблюдения по порядку 1000 с и дополнительное сни-

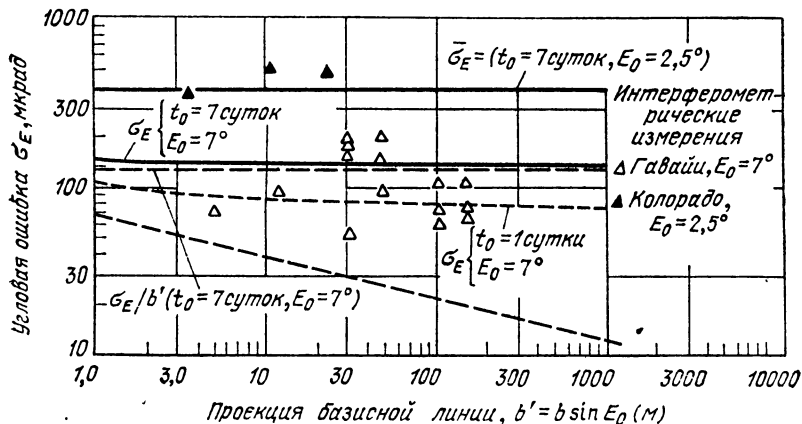


Рис. Г.15. Ошибка по углу места горизонтального интерферометра.

жение значения линейного дрейфа, обусловленное медленным изменением измеряемых данных. В результате при $b > 1000$ появлялась кажущаяся ошибка, менявшаяся обратно пропорционально первой степени b , а не корню четвертой степени из b . Более поздние измерения (рис. Г.13), проведенные в течение длительных интервалов времени наблюдения, подтвердили более слабую зависимость $\bar{\sigma}_0$ от b в полном соответствии с моделью ошибок, использующей гипотезу «замерших образований» в атмосфере.

Из-за наличия медленно меняющейся составляющей ошибки в $\bar{\sigma}_z$ целесообразно вносить поправки на измеренный индекс рефракции при измерении интерферометром угла места цели, находящейся в атмосфере или недалеко за ее пределами, независимо от длины базисной линии. При измерении азимута возникает совсем иная ситуация. Из рис. Г.11 и Г.12 видно, что мощность флуктуаций составляющей дрейфа (около и выше 10^{-4} Гц) будет иметь решающее значение в азимутальных измерениях лишь при самых больших длинах базисной линии ($b > 10^4$ м). Поэтому в большей части интерферометров введение поправки на измеренный индекс рефракции в очень малой степени уменьшит азимутальную ошибку.

В тех случаях, когда измерение угла места производится методом сопровождения цели антенной, составляющая $\bar{\sigma}_z$ будет отсутствовать. Все же приведенные выше выражения для азимутальной ошибки могут быть непосредственно использованы во всех угловых измерениях при сопровождении. В неподвижных антенных решетках составляющая $\bar{\sigma}_z$ появляется, однако она обычно очень мала по сравнению с другими ошибками, присущими этому типу антенны.

Максимальные используемые размеры раскрыва

Максимальные размеры раскрыва, которые могут быть использованы при заданных дальности и длине волны, определяются флюктуациями угловых координат или расширением луча, обусловленным флюктуациями фазы. Ширина диаграммы антенны равна примерно λ/w рад, причем коэффициент усиления начинает уменьшаться, когда среднеквадратичное значение ошибки визирования достигает примерно одной десятой этой величины. Для систем, которые не должны сопровождать цель по кажущемуся углу прихода эхо-сигнала в точку стояния, можно установить в соответствии с выражением (Г.23) следующие пределы:

$$\theta_3 \approx \frac{\lambda}{w} > 10\bar{\sigma}_\theta \approx 0,46 \sqrt{\frac{L}{w}} \cdot 10^{-5},$$

$$w_{max} \approx 1,3 \cdot 10^7 \lambda^{4/3} L^{-2/3} \text{ м.} \quad (\text{Г.30})$$

Так например, при $\lambda = 0,03$ м (диапазон X) и $L = 180$ км (угол места 1°)

$$w_{max} \approx \frac{1,3 \cdot 10^7 \cdot 0,01}{3200} = 40 \text{ м;}$$

$$\theta_3 \approx 0,75 \text{ мрад; } \bar{\sigma}_\theta = 0,075 \text{ мрад.}$$

В тех случаях, когда антенна сопровождает цель по кажущемуся углу прихода, ограничение накладываемое расширением главного луча (появляющимся в результате нелинейных флюктуаций фазы по раскрыву). Это может быть определено по флюктуациям в пределах октавы, расположенной непосредственно выше частоты f_w энергетического спектра W , что соответствует флюктуациям длины волны в пределах от w до $2w$. Фазовая ошибка равна

$$\sigma_\Phi^2 = \left[\frac{2\pi L}{\lambda} \right]^2 \int_{f_w}^{2f_w} \bar{W}(f) df \cdot 10^{-12} \approx 0,18 \cdot 10^{-12} \frac{L w^{3/2}}{\lambda^2}. \quad (\text{Г.31})$$

Численные постоянные в этом уравнении относятся к средним условиям, как это было уже отмечено в связи с анализом спектра рефракции. Для снижения коэффициента усиления антенны на 1 дБ можно допустить $\sigma_\Phi = 0,5$ рад, что дает ограничение по размеру раскрыва, равное

$$w_{max} \approx \lambda^{4/3} L^{-2/3} \cdot 10^8 \text{ (все размеры в метрах).} \quad (\text{Г.32})$$

Для рассмотренного выше примера ($\lambda = 0,03$ м, $L = 180$ км) раскрыв равен $w_{max} = 300$ м при снижении усиления на 1 дБ в диапазоне X.

Ошибка по скорости

Скорость цели определяется путем дифференцирования данных по дальности и углам, причем иногда дополнительно измеряется скорость изменения дальности по доплеровскому сдвигу. Ошибки по скорости цели, обусловленные тропосферными флюктуациями, имеют одинаковую величину как при дифференцировании данных о положении цели, так и при измерении доплеровского сдвига. Энергетический спектр ошибки по скорости точно в $(2\pi f)^2$ раз больше соответствующего спектра ошибки по положению цели, причем среднеквадратичное значение ошибки по скорости зависит исключительно от высокочастотной части спектра. Таким образом, можно пренебречь частотами более низкими, чем примерно 10^{-4} Гц, и учитывать лишь отрезок кривой спектра флюктуаций на рис. Г.7, соответствующий высоким частотам. Эта операция описывается выражением (Г.16). Так как в реальных дифференциаторах всегда имеет место сглаживание того или иного вида, то для учета влияния усреднения по раскрыву или в диффе-

фенцирующих цепях для верхней части спектра вводится дополнительная передаточная характеристика вида $H_s(f) = f_d/f$. В этом случае ошибка по скорости изменения дальности равна

$$\bar{\sigma}_f^2 \approx L^2 \int_{10^{-4}}^{\infty} (2\pi f)^2 H_s^2(f) \bar{W}(f) df \cdot 10^{-12} \approx 0,33 \cdot 10^{-12} v_a^3 f_d^{1/2} L \text{ (м/с}^2\text{)}. \quad (\text{Г.33})$$

Так например, в случае луча, распространяющегося в тропосфере под углом места в $2,5^\circ$, при $L = 100$ км, скорости дрейфа $v_a = 3$ м/с и сглаживании на частотах, превышающих 1 Гц, ошибка $\bar{\sigma}_f$ составляет приблизительно 0,04 см/с, причем большая часть мощности сосредоточена в области, непосредственно примыкающей к верхней границе, равной 1 Гц.

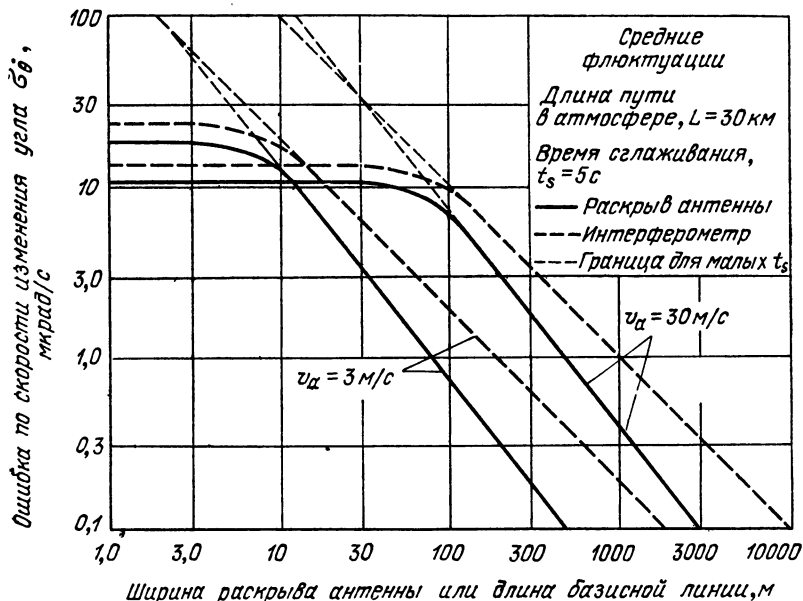


Рис. Г.16. Зависимость ошибки по скорости изменения угловых координат от размеров раскрытия или длины базисной линии.

Ошибка по скорости изменения угловых координат находится дифференцированием по времени аналогично тому, как это осуществляется в случае одиночной антенны или базисной линии интерферометра в выражении (Г.21):

$$\bar{\sigma}_{\dot{\theta}} \approx \frac{L}{v_a} \left[\int_{10^{-4}}^{\infty} (2\pi f)^2 H_s^2(f) H'^2(f) \bar{W}(f) df \right]^{1/2} \text{ мкрад/с}. \quad (\text{Г.34})$$

Для одиночной антенны это выражение принимает вид

$$\bar{\sigma}_{\dot{\theta}} \approx 0,45 v_a L^{1/2} \omega^{-5/4} \text{ мкрад/с} \quad (f_d > 0,46 v_a / \omega), \quad (\text{Г.35})$$

$$\bar{\sigma}_{\dot{\theta}} \approx 2,5 f_d L^{1/2} \omega^{-1/4} \text{ мкрад/с} \quad (f_d < 0,46 v_a / \omega), \quad (\text{Г.36})$$

а для интерферометра

$$\bar{\sigma}_{\dot{\theta}} \approx 0,8v_a^{3/4} f_d^{1/2} L^{1/2} b^{-1} \quad (f_d > 0,22v_a/b), \quad (\text{Г.37})$$

$$\bar{\sigma}_{\dot{\theta}} \approx 0,3f_d^{5/4} L^{1/2} v_a^{-1/4} \quad (f_d < 0,22v_a/b). \quad (\text{Г.38})$$

В этих выражениях все длины даны в метрах. На рис. Г.16 приведена зависимость ошибки от размеров раскрыва или базисной линии для пути длиной 30 км при $f_d = 0,1$ Гц и двух значениях скорости дрейфа. Следует отметить, что в случае крупногабаритных систем ошибки приблизительно пропорциональны скорости дрейфа и обратно пропорциональны длине раскрыва или базисной линии, а в случае малогабаритных систем или больших скоростей дрейфа ошибки в основном определяются интервалом сглаживания.

Зависимость ошибки по скорости от скорости дрейфа приводит к зависимости от скорости сопровождения по угловым координатам. При сопровождении высокоскоростной цели луч перемещается через тропосферу, что аналогично увеличению скорости дрейфа тропосферы. Хотя составляющая, обусловленная движением луча, изменяется пропорционально расстоянию от антенны, достаточно удовлетворительное приближение дает значение, соответствующее средней точке 5-километровой эффективной высоты тропосферы:

$$v_b \approx \frac{2500\omega}{\sin E_t} \text{ м/с}, \quad (\text{Г.39})$$

где ω — скорость сопровождения по угловым координатам в рад/с, а E_t — угол места, причем принято, что высота цели больше 5 км. В тех случаях когда скорость перемещения луча v_b оказывается выше, чем скорость дрейфа v_a , доминирующим фактором становится движение, обусловленное процессом сопровождения, и в уравнениях от (Г.33) до (Г.38) величина v_a должна быть заменена на величину v_b . Так например, кривые на рис. Г.16 для $v_a = 30$ м/с будут относиться к цели, движущейся со скоростью в 20 мрад/с под углом места в 10° .

Г.3. ВЛИЯНИЕ ИОНОСФЕРЫ

Влияние ионосферных слоев должно учитываться в тех случаях, когда радиолокационные измерения производятся по целям, находящимся на высотах, превышающих примерно 100 км. Влияние ионосферы во всех отношениях зависит от рабочей частоты РЛС и изменяется в обычно используемых диапазонах волн прямо пропорционально квадрату длины волны. Ниже приводится краткий анализ ошибок, обусловленных ионосферой, базирующийся на упрощенных ее моделях для дневных и ночных условий.

Вертикальные разрезы ионосферы

На рис. Г.17 приведены типичные дневной и ночной разрезы электронной концентрации в функции высоты, полученные на базе данных обратного рассеяния (Боулес [50]), а также для сравнения распределение Чэпмена и простейшие распределения прямоугольной формы, используемые для исследований ионосферных явлений, проводившихся ВВС США (Пфистер и Кенеш [51]). Эти разрезы могут быть использованы для вычисления индекса рефракции ионосферы в функции частоты:

$$N_t = (n-1) \cdot 10^6 \approx \frac{40N_e}{f^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{f_c}{f} \right)^2, \quad (\text{Г.40})$$

где N_e — концентрация электронов на м^3 , а f_c — критическая частота, ($f_c \approx 9\sqrt{N_e}$), причем частоты выражены в герцах. Если N_e выражено в электронах на см^3 , частоты f и f_c должны быть выражены в килогерцах. Эти соотношения приведены на рис. Г.18, на котором показана также рабочая область частот для точных измерительных систем (точность выше одной десятичной).

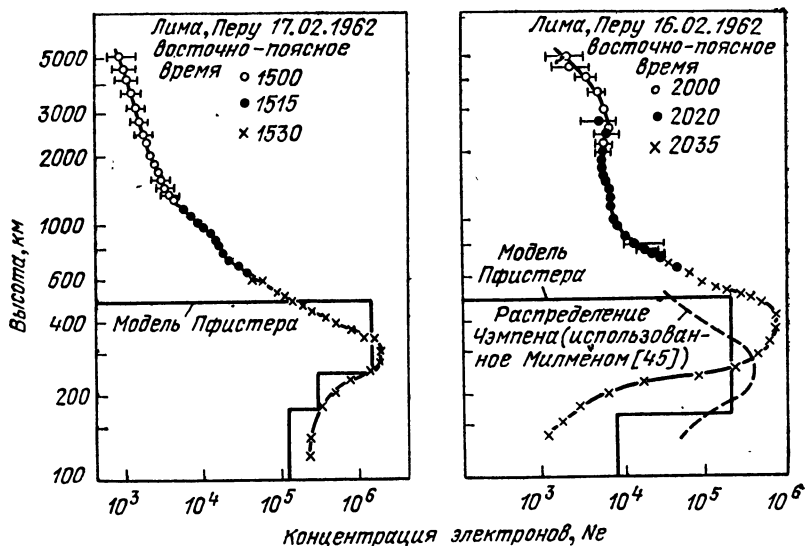


Рис. Г.17. Сравнение моделей ионосферы с экспериментально полученными вертикальными разрезами для дневных и ночных условий.

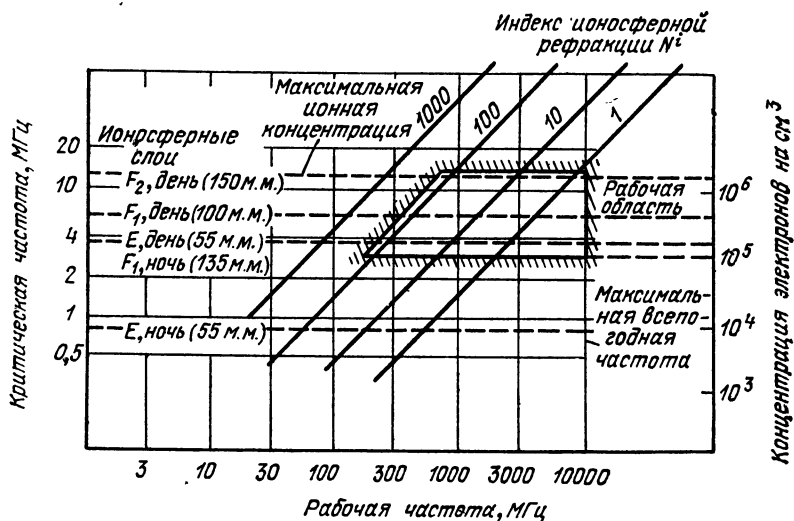


Рис. Г.18. Зависимость индекса ионосферной рефракции от рабочей и критической частоты и от электронной концентрации; м.м. — морские ми.

Ионосферные ошибки по дальности и углам

На рис. Г.19 и Г.20 приведены кривые рефракционных ошибок по дальности и углу места, вычисленные в соответствии с разрезом с приближенными распределениями прямоугольной формы для дневной ионосферы. Значения ошибок

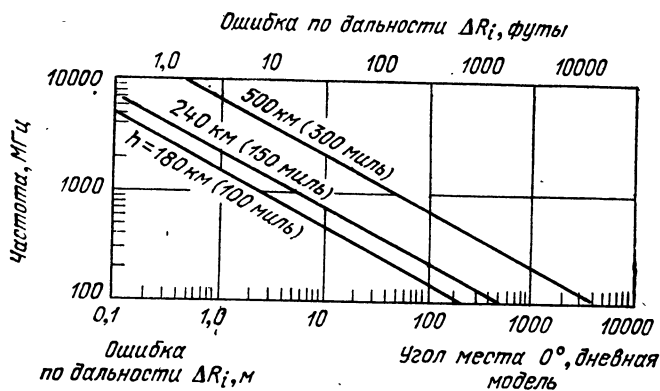


Рис. Г.19. Зависимость ионосферной ошибки по дальности от частоты (по Пфистеру и Кенешеа [51]).

должны быть в 3 раза уменьшены в случае работы ночью и в такое же количество раз увеличены в течение периодов интенсивных ионосферных возмущений. Ожидаемое значение флуктуаций дальности в нормальных условиях и в условиях интенсивных возмущений приведены на рис. Г.21. При вычислении этих кривых

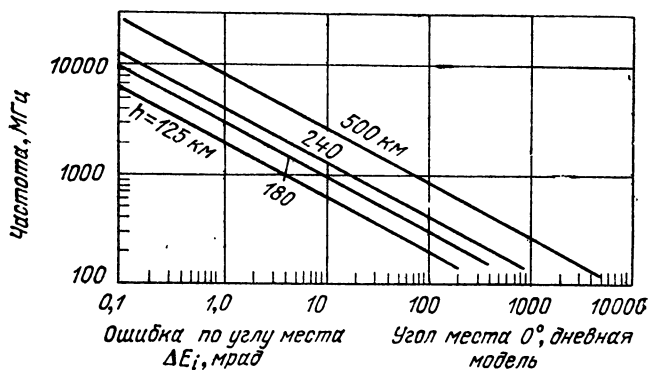


Рис. Г.20. Зависимость ионосферной ошибки по угловым координатам от частоты (по Пфистеру и Кенешеа [51]).

было принято допущение, что линейный масштаб ионосферных неоднородностей составляет 5 км, а среднеквадратичное значение флуктуаций индекса рефракции — один процент от среднего значения. Было вычислено, что в условиях, когда луч РЛС перемещается со скоростью, определяемой вращением Земли, период корреляции флуктуаций дальности составляет около 7 с при нормальной ионосфере и около 5 с при возмущенной ионосфере (Смит [52]).

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ. $g(x') = \cos^n(\pi x')$ Таблица А.2

$g(x')$	$\cos(\pi x')$	$\cos^2(\pi x')$	$\cos^3(\pi x')$	$\cos^4(\pi x')$	$\cos^5(\pi x')$	$\cos^6(\pi x')$
Номера рисунков	А.6					
$A = \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'$	0,630	0,495	0,420	0,371	0,336	0,309
$20 \lg(A)$	-4,01	-6,11	-7,53	-8,61	-9,47	-10,19
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^2(x') dx'$	0,495	0,371	0,309	0,271	0,244	0,223
$10 \lg(C)$	-3,05	-4,30	-5,03	-5,67	-6,13	-6,51
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	4,93	4,93	5,55	6,16	6,74	7,28
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0161	0,0074	0,0044	0,0030	0,0022	0,0017
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^2 g(x') dx'$	0,030	0,0161	0,0104	0,0074	0,0056	0,0044
$\eta_x = A^2/C$	0,802	0,660	0,571	0,509	0,463	0,429
$10 \lg(\eta_x)$	-0,956	-1,804	-2,44	-2,93	-3,34	-3,68
$\theta_n W/\lambda = C/A^2$	1,246	1,515	1,752	1,964	2,16	2,33
$\theta_3 W/\lambda$	1,189	1,441	1,659	1,849	2,03	2,09
$\Theta w/\lambda = \sqrt{D/C}$	3,16	3,65	4,23	4,77	5,26	5,71
$\mathcal{L}_s/w = 2\pi\sqrt{G/C}$	1,136	0,888	0,753	0,665	0,602	0,554
$10 \lg[G_{sr}]$	+23	+31,5	+39	+47	+54	+61,3

Таблица А. 3

ЧЕТНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, $g(x') = [1 - 4(x')^2]^n$

$g(x')$	А 7		$[1-4(x')^2]$	$[1-4(x')^2]^3$	$[1-4(x')^2]^5$	$[1-4(x')^2]^7$	$[1-4(x')^2]^9$	$[1-4(x')^2]^{11}$
Номер рисунка								
$A = \int_{-1/2}^{1/2} g(x') dx'$	0,660	0,528	0,453	0,403	0,366	0,338		
$20 \lg A$	-3,61	-5,55	-6,88	-7,91	-8,74	-9,43		
$C = \int_{-1/2}^{1/2} g^3(x') dx'$	0,528	0,402	0,338	0,297	0,268	0,246		
$10 \lg(C)$	-2,77	-3,95	-4,72	-5,28	-5,73	-6,09		
$D = \int_{-1/2}^{1/2} \left[\frac{dg(x')}{dx'} \right]^2 dx'$	5,33	4,87	5,32	5,82	6,30	6,76		
$G = \int_{-1/2}^{1/2} [x' g(x')]^2 dx'$	0,0188	0,0091	0,0056	0,0039	0,0029	0,0022		
$H = \int_{-1/2}^{1/2} (x')^3 g(x') dx'$	0,0325	0,0188	0,0125	0,0091	0,0070	0,0055		
$\eta_x = A^2/C$	0,825	0,693	0,607	0,546	0,500	0,464		
$10 \lg(\eta_x)$	-0,836	-1,592	-2,17	-2,63	-3,01	-3,34		
$\theta_n w/\lambda = C/A^2$	1,212	1,443	1,648	1,832	2,00	2,16		
$\theta_g w/\lambda$	1,179	1,365	1,568	1,731	1,885	2,028		
$\theta w/\lambda = \sqrt{D/C}$	3,18	3,48	3,97	4,43	4,85	5,25		
$\mathcal{L}_s/w = 2\pi\sqrt{G/C}$	1,187	0,947	0,811	0,721	0,655	0,605		
$10 \lg[G_{sr}]$	+21,3	+27,5	+34,7	+38,5	+43,4	+48		

Угловая ошибка при гипотезе замерзших образований в атмосфере

$$\bar{\sigma}_{\theta} = \frac{\bar{\sigma}_r}{v_a} = \frac{L}{v_a} \left[\int_0^{\infty} H'^2(f) \overline{W}(f) df \right]^{1/2} \text{ мкрад.} \quad (\text{Г.21})$$

Угловая ошибка при ширине раскрыва, равной w

$$\bar{\sigma}_{\theta} \approx 0,46 \sqrt{\frac{L}{Vw}} \text{ мкрад.} \quad (\text{Г.23})$$

Азимутальная ошибка при длине базисной линии, равной b

$$\bar{\sigma}_{\theta} \approx 0,4 \sqrt{\frac{L}{Vb}} \text{ мкрад } (b \ll L). \quad (\text{Г.26})$$

Ошибка по углу места интерферометра ($R \approx L$)

$$\bar{\sigma}_E^2 = \bar{\sigma}_\theta^2 + (16 \operatorname{ctg} E_0)^2 \text{ (мкрад)}^2. \quad (\text{Г.28})$$

Ошибка по углу места в случае очень далекой цели ($R \gg L$) или в системе, скорректированной в соответствии с измеренным индексом рефракции

$$\bar{\sigma}_E^2 = \bar{\sigma}_\theta^2 + (2 \operatorname{ctg} E_0)^2 \text{ (мкрад)}^2. \quad (\text{Г.29})$$

Приложение Д

ТАБЛИЦЫ ФУНКЦИЙ

В приложении содержатся следующие таблицы трех функций, наиболее часто используемых в теоретических задачах по радиолокации. Таблицы даны как в значениях функций, так и в децибелах.

Табл. Д.1	$\frac{\sin(\pi u)}{\pi u}$
Табл. Д.2	$20 \lg \left[\frac{\sin(\pi u)}{\pi u} \right]$
Табл. Д.3	$\frac{\sin(2,7831u)}{2,7831u}$
Табл. Д.4	$20 \lg \left[\frac{\sin(2,7831u)}{2,7831u} \right]$
Табл. Д.5	$\exp(-1,3863u^2)$
Табл. Д.6	$20 \lg [\exp(-1,3863u^2)]$

ЗНАЧЕНИЯ $(\sin \pi u)/\pi u$ (от $u=0$ до $u=1,0$ интервалы в 0,01, от $u=1,0$ до $u=10,9$ интервалы в 0,1)

u	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0		0,9998	0,9993	0,9985	0,9973	0,9958	0,9940	0,9919	0,9895	0,9867
0,1	0,9836	0,9802	0,9764	0,9724	0,9680	0,9633	0,9584	0,9531	0,9475	0,9416
0,2	0,9354	0,9290	0,9222	0,9152	0,9079	0,9003	0,8924	0,8843	0,8759	0,8672
0,3	0,8583	0,8492	0,8398	0,8302	0,8204	0,8103	0,8000	0,7895	0,7788	0,7679
0,4	0,7568	0,7455	0,7340	0,7224	0,7106	0,6986	0,6865	0,6742	0,6618	0,6492
0,5	0,6366	0,6238	0,6109	0,5979	0,5848	0,5716	0,5583	0,5449	0,5315	0,5180
0,6	0,5045	0,4909	0,4773	0,4636	0,4500	0,4363	0,4226	0,4089	0,3952	0,3815
0,7	0,3678	0,3542	0,3406	0,3270	0,3135	0,3001	0,2867	0,2733	0,2601	0,2469
0,8	0,2338	0,2208	0,2079	0,1952	0,1825	0,1760	0,1575	0,1453	0,1331	0,1211
0,9	0,1092	0,0975	0,0860	0,0746	0,0634	0,0524	0,0415	0,0308	0,0203	0,0101
1,0	0,0000	-0,0894	-0,1559	-0,1980	-0,2162	-0,2122	-0,1892	-0,1514	-0,1039	-0,0517
2,0	0,0000	0,0468	0,0850	0,1119	0,1261	0,1273	0,1164	0,0953	0,0668	0,0339
3,0	0,0000	-0,0317	-0,0584	-0,0780	-0,0890	-0,0909	-0,0840	-0,0696	-0,0492	-0,0252
4,0	0,0000	0,0239	0,0445	0,0598	0,0688	0,0707	0,0658	0,0547	0,0389	0,0200
5,0	0,0000	-0,0192	-0,0359	-0,0485	-0,0560	-0,0578	-0,0540	-0,0451	-0,0322	-0,0166
6,0	0,0000	0,0161	0,0301	0,0408	0,0473	0,0489	0,0458	0,0384	0,0275	0,0142
7,0	0,0000	-0,0138	-0,0259	-0,0352	-0,0409	-0,0424	-0,0398	-0,0334	-0,0239	-0,0124
8,0	0,0000	0,0121	0,0228	0,0310	0,0360	0,0374	0,0352	0,0296	0,0212	0,0110
9,0	0,0000	-0,0108	-0,0203	-0,0276	-0,0322	-0,0335	-0,0315	-0,0265	-0,0190	-0,0099
10,0	0,0000	0,0097	0,0183	0,0250	0,0291	0,0303	0,0285	0,0240	0,0173	0,0090

ЗНАЧЕНИЯ $20 \lg [(\sin \pi u)/\pi u]$ (от $u=0$ до $u=1,0$ интервалы в 0,01, от $u=1,0$ до $u=10,9$ интервалы в 0,1)

u	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,02	-0,03	-0,05	-0,07	-0,09	-0,11
0,1	-0,14	-0,17	-0,20	-0,24	-0,28	-0,32	-0,36	-0,41	-0,46	-0,52
0,2	-0,57	-0,63	-0,70	-0,76	-0,83	-0,91	-0,98	-1,06	-1,15	-1,23
0,3	-1,32	-1,41	-1,51	-1,61	-1,71	-1,82	-1,93	-2,05	-2,17	-2,29
0,4	-2,42	-2,55	-2,68	-2,82	-2,96	-3,11	-3,26	-3,42	-3,58	-3,75
0,5	-3,92	-4,09	-4,28	-4,46	-4,65	-4,85	-5,06	-5,27	-5,48	-5,71
0,6	-5,94	-6,17	-6,42	-6,67	-6,93	-7,20	-7,48	-7,76	-8,06	-8,36
0,7	-8,68	-9,01	-9,35	-9,70	-10,07	-10,45	-10,85	-11,26	-11,69	-12,14
0,8	-12,62	-13,11	-13,63	-14,18	-14,77	-15,39	-16,04	-16,75	-17,51	-18,33
0,9	-19,22	-20,21	-21,30	-22,53	-23,95	-25,61	-27,62	-30,20	-33,80	-39,91
1,0	—	-20,97	-16,14	-14,06	-13,30	-13,46	-14,46	-16,39	-19,66	-25,71
2,0	—	-26,58	-21,40	-19,01	-17,98	-17,90	-18,67	-20,41	-23,50	-29,39
3,0	—	-29,97	-24,66	-22,15	-21,00	-20,82	-21,50	-23,14	-26,15	-31,96
4,0	—	-32,39	-27,02	-24,45	-23,24	-23,00	-23,63	-25,22	-28,18	-33,94
5,0	—	-34,29	-28,87	-26,26	-25,02	-24,75	-25,34	-26,90	-29,82	-35,55
6,0	—	-35,85	-30,40	-27,77	-26,50	-26,20	-26,76	-28,30	-31,20	-36,91
7,0	—	-37,16	-31,70	-29,05	-27,76	-27,44	-27,99	-29,51	-32,40	-38,09
8,0	—	-38,31	-32,83	-30,16	-28,86	-28,53	-29,06	-30,57	-33,44	-39,13
9,0	—	-39,32	-33,83	-31,15	-29,84	-29,49	-30,02	-31,51	-34,38	-40,05
10,0	—	-40,23	-34,73	-32,04	-30,71	-30,36	-30,88	-32,37	-35,22	-40,89

ЗНАЧЕНИЯ $(\sin 2.7831 u)/2.7831 u$ (от $u=0$ до $u=1,0$ интервалы в 0,01, от $u=1,0$ до $u=10,9$ интервалы в 0,1)

u	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	1,0000	0,9998	0,9994	0,9988	0,9979	0,9967	0,9953	0,9936	0,9917	0,9895
0,1	0,9871	0,9844	0,9815	0,9783	0,9748	0,9712	0,9672	0,9631	0,9586	0,9540
0,2	0,9491	0,9440	0,9386	0,9330	0,9272	0,9212	0,9149	0,9085	0,9018	0,8949
0,3	0,8877	0,8804	0,8729	0,8652	0,8573	0,8491	0,8408	0,8324	0,8237	0,8148
0,4	0,8058	0,7966	0,7873	0,7778	0,7681	0,7583	0,7483	0,7382	0,7280	0,7176
0,5	0,7071	0,6964	0,6857	0,6748	0,6638	0,6527	0,6415	0,6302	0,6189	0,6074
0,6	0,5959	0,5842	0,5726	0,5608	0,5490	0,5371	0,5252	0,5132	0,5012	0,4892
0,7	0,4771	0,4650	0,4529	0,4408	0,4287	0,4165	0,4044	0,3923	0,3801	0,3680
0,8	0,3560	0,3439	0,3319	0,3199	0,3079	0,2960	0,2842	0,2724	0,2606	0,2490
0,9	0,2373	0,2258	0,2144	0,2030	0,1917	0,1805	0,1694	0,1584	0,1475	0,1367
1,0	0,1260	0,0261	-0,0589	-0,1267	-0,1758	-0,2057	-0,2170	-0,2113	-0,1908	-0,1586
2,0	-0,1180	-0,0726	-0,0260	0,0183	0,0577	0,0897	0,1126	0,1254	0,1280	0,1209
3,0	0,1053	0,0829	0,0556	0,0259	-0,0039	-0,0319	-0,0558	-0,0743	-0,0863	-0,0912
4,0	-0,0889	-0,0801	-0,0657	-0,0471	-0,0257	-0,0083	0,0182	0,0376	0,0533	0,0643
5,0	0,0701	0,0703	0,0652	0,0554	0,0417	0,0254	0,0078	-0,0097	-0,0260	-0,0398
6,0	-0,0500	-0,0562	-0,0579	-0,0551	-0,0483	-0,0380	-0,0251	-0,0108	0,0039	0,0180
7,0	0,0303	0,0399	0,0463	0,0489	0,0478	0,0430	0,0351	0,0248	0,0128	0,0002
8,0	-0,0121	-0,0232	-0,0323	-0,0387	-0,0420	-0,0420	-0,0389	-0,0328	-0,0240	-0,0143
9,0	-0,0033	0,0075	0,0177	0,0263	0,0327	0,0365	0,0374	0,0354	0,0308	0,0239
10,0	0,0154	0,0058	-0,0039	-0,0133	-0,0214	-0,0277	-0,0319	-0,0335	-0,0325	-0,0290

Таблица Д.4

ЗНАЧЕНИЯ $20 \lg [(\sin 2.7831 u)/(2.7831 u)]$
(от $u=0$ до $u=1,0$ интервалы в 0,01, от $u=1,0$ до $u=10,9$ интервалы в 0,1)

u	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,01	-0,02	-0,04	-0,05	-0,07	-0,09
0,1	-0,11	-0,13	-0,16	-0,19	-0,22	-0,25	-0,28	-0,32	-0,36	-0,40
0,2	-0,45	-0,50	-0,54	-0,60	-0,65	-0,71	-0,77	-0,83	-0,89	-0,96
0,3	-1,03	-1,10	-1,18	-1,25	-1,33	-1,41	-1,50	-1,59	-1,68	-1,77
0,4	-1,87	-1,97	-2,07	-2,18	-2,29	-2,40	-2,51	-2,63	-2,75	-2,88
0,5	-3,01	-3,14	-3,27	-3,41	-3,55	-3,70	-3,85	-4,00	-4,16	-4,32
0,6	-4,49	-4,66	-4,84	-5,02	-5,20	-5,39	-5,59	-5,79	-5,99	-6,20
0,7	-6,42	-6,64	-6,87	-7,11	-7,35	-7,60	-7,86	-8,12	-8,39	-8,68
0,8	-8,97	-9,27	-9,57	-9,89	-10,22	-10,57	-10,92	-11,29	-11,67	-12,07
0,9	-12,49	-12,92	-13,37	-13,84	-14,34	-14,86	-15,41	-16,00	-16,62	-17,28
1,0	-17,98	-31,64	-24,59	-17,94	-15,09	-13,73	-13,26	-13,50	-14,38	-15,99
2,0	-18,55	-22,77	-31,67	-34,71	-24,76	-20,93	-18,96	-18,02	-17,85	-18,34
3,0	-19,54	-21,62	-25,08	-31,72	-47,98	-29,92	-25,05	-22,56	-21,27	-20,79
4,0	-21,01	-21,91	-23,63	-26,53	-31,78	-49,40	-34,77	-28,49	-25,46	-23,82
5,0	-23,08	-23,05	-23,70	-25,12	-27,57	-31,87	-42,10	-40,19	-31,68	-28,00
6,0	-26,00	-24,99	-24,74	-25,16	-26,31	-28,39	-31,97	-39,33	-47,98	-34,87
7,0	-30,36	-27,96	-26,68	-26,20	-26,40	-27,31	-29,07	-32,09	-37,81	-73,47
8,0	-38,31	-32,66	-29,80	-28,23	-27,52	-27,51	-28,19	-29,66	-32,24	-36,86
9,0	-49,41	-42,39	-35,01	-31,58	-29,69	-28,75	-28,53	-29,00	-30,21	-32,40
10,0	-36,24	-44,66	-47,99	-37,51	-33,37	-31,11	-29,92	-29,49	-29,75	-30,72

Таблица Д.5

ЗНАЧЕНИЯ $\exp(-1,3868 u^2)$ (от $u=0$ до $u=1,0$ интервалы в 0,01, от $u=1,0$ до $u=10,9$ интервалы в 0,1)

u	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	1,0000	0,9998	0,9994	0,9987	0,9977	0,9965	0,9950	0,9932	0,9911	0,9888
0,1	0,9862	0,9883	0,9802	0,9768	0,9731	0,9692	0,9651	0,9607	0,9560	0,9511
0,2	0,9460	0,9406	0,9351	0,9292	0,9232	0,9170	0,9105	0,9038	0,8970	0,8899
0,3	0,8827	0,8752	0,8676	0,8598	0,8519	0,8438	0,8355	0,8271	0,8185	0,8098
0,4	0,8010	0,7921	0,7830	0,7738	0,7646	0,7552	0,7457	0,7362	0,7265	0,7168
0,5	0,7071	0,6972	0,6873	0,6774	0,6674	0,6574	0,6474	0,6373	0,6272	0,6171
0,6	0,6070	0,5969	0,5869	0,5768	0,5667	0,5567	0,5466	0,5367	0,5267	0,5168
0,7	0,5069	0,4971	0,4874	0,4777	0,4680	0,4585	0,4490	0,4395	0,4302	0,4209
0,8	0,4117	0,4027	0,3937	0,3848	0,3759	0,3672	0,3586	0,3501	0,3417	0,3335
0,9	0,3253	0,3172	0,3093	0,3014	0,2937	0,2861	0,2787	0,2713	0,2641	0,2569
1,0	0,2499	0,1868	0,1358	0,0960	0,660	0,0441	0,2787	0,0181	0,0112	0,0067
2,0	0,0039	0,0000	0,0012	0,0006	0,0033	0,0001	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
3,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
4,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
5,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
6,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
7,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
8,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
9,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
10,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000

ЗНАЧЕНИЯ $20 \lg [\exp(-1,3863 u^2)]$
(от $u=0$ до $u=1,0$ интервалы через 0,01, от $u=1,0$ до $u=8,9$ интервалы через 0,1)

u	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,01	-0,03	-0,04	-0,05	-0,07	-0,09
0,1	-0,12	-0,14	-0,17	-0,20	-0,23	-0,27	-0,30	-0,34	-0,39	-0,43
0,2	-0,48	-0,53	-0,58	-0,63	-0,69	-0,75	-0,81	-0,87	-0,94	-1,01
0,3	-1,08	-1,15	-1,23	-1,31	-1,39	-1,47	-1,56	-1,64	-1,73	-1,83
0,4	-1,92	-2,02	-2,12	-2,22	-2,33	-2,43	-2,54	-2,65	-2,77	-2,89
0,5	-3,01	-3,13	-3,25	-3,38	-3,51	-3,64	-3,77	-3,91	-4,05	-4,19
0,6	-4,33	-4,48	-4,62	-4,77	-4,93	-5,08	-5,24	-5,40	-5,56	-5,73
0,7	-5,90	-6,06	-6,24	-6,41	-6,59	-6,77	-6,95	-7,13	-7,32	-7,51
0,8	-7,70	-7,90	-8,09	-8,29	-8,49	-8,69	-8,90	-9,11	-9,32	-9,53
0,9	-9,75	-9,97	-10,19	-10,41	-10,63	-10,86	-11,09	-11,32	-11,56	-11,80
1,0	-12,04	-14,56	-17,33	-20,34	-23,60	-27,09	-30,82	-34,79	-39,01	-43,46
2,0	-48,16	-53,10	-58,27	-63,69	-69,35	-75,25	-81,39	-87,78	-94,40	-101,26
3,0	-108,37	-115,71	-123,30	-131,12	-139,19	-147,50	-156,05	-164,84	-173,87	-183,14
4,0	-192,65	-202,41	-212,40	-222,64	-233,11	-243,83	-254,79	-265,99	-277,43	-289,11
5,0	-301,03	-313,19	-325,59	-338,23	-351,12	-364,24	-377,61	-391,22	-405,06	-419,15
6,0	-433,48	-448,05	-462,86	-477,91	-493,20	-508,74	-524,51	-540,53	-556,78	-573,28
7,0	-590,02	-606,99	-624,21	-641,67	-659,37	-677,32	-695,50	-713,92	-732,58	-751,49
8,0	-770,63	-790,02	-809,65	-829,52	-849,63	-869,98	-890,57	-911,40	-932,47	-953,78

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

Разделы

Обозначения

A — площадь, геометрическая площадь раскрыва, амплитуда, азимут	
$A(f)$ — амплитудный спектр сигнала	1.1
$A_1(f)$ — огибающая спектра $A(f)$	4.1
A_c — спектр выходного сигнала коррелятора	4.2
A_d — спектр сигнала разностного канала	3.1
A_i — выборка напряжения сигнала	1.1
A_m — максимум спектральной плотности сигнала	3.1
A_{mc} — максимум спектральной плотности выходного сигнала коррелятора	4.2
A_0 — максимальное значение A_{mc} для согласованного фильтра	4.2
A_r — эффективный раскрыв антенны на прием	1.4
A_x — спектр выходного сигнала фильтра	3.1
a — ширина рупора облучателя	2.4
$a(t)$ — форма напряжения сигнала	1.2
$a_1(t)$ — форма одиночного импульса	4.1
a_c — форма выходного сигнала коррелятора	4.2
a_d — форма сигнала разностного канала	3.1
a_i — напряжение сигнала помехи (максимальное)	5.2
a_m — максимальное напряжение сигнала	3.1
a_{mx} — максимальное выходное напряжение фильтра	3.1
a_0 — максимальное выходное напряжение согласованного фильтра	3.1
a_s — напряжение выборочного сигнала	7.1
a_{sq} — квантованная выборка напряжения a_s	7.2
a_i — ускорение цели	8.3
a_x — форма выходного сигнала фильтра	3.1
a_1, a_2 — ошибки разбаланса напряжений суммарно-разностной схемы	8.3
B — полная ширина полосы пропускания фильтра или полосы частот сигнала	Прил. Б
B_a — полная ширина полосы частот сигнала	3.1
B_e — ширина спектра сигнала ошибки	5.2
B_h — полная ширина полосы пропускания фильтра	3.1
B_n — ширина шумовой полосы пропускания приемника (см. B_{nh})	1.4
B_{na} — ширина шумовой полосы частот сигнала	3.1
B_{nh} — ширина шумовой полосы пропускания фильтра	3.1
B_{ns} — ширина шумовой составляющей видеоспектра	6.2
B_0 — ширина спектра выходного сигнала согласованного коррелятора	4.2
B_s — верхняя граница передаточной характеристики фильтра данных	Прил. В
B_v — ширина шумовой полосы пропускания видеофильтра	2.6
B_{vg} — эквивалентная ширина полосы видеочастот после стробирования по дальности	2.6
B_x — ширина полосы частот выходного сигнала фильтра	3.1
B_3 — ширина полосы по уровню половинной мощности (ЗдБ)	Прил. Б
B_{3a} — ширина полосы частот сигнала по уровню половинной мощности	3.1
B_{3a1} — ширина полосы огибающей спектра по уровню половинной мощности	4.2
B_{3c} — ширина спектра выходного сигнала коррелятора по уровню половинной мощности	4.2

B_{3h}	— ширина полосы пропускания фильтра по уровню половинной мощности	3.1
B_{3s}	— односторонняя ширина полосы пропускания сглаживающего фильтра по уровню половинной мощности	Прил. В
B_{3x}	— ширина спектра выходного сигнала фильтра по уровню половинной мощности	3.1
b	— длина базисной линии интерферометра	Прил. Г
b'	— длина проекции базисной линии	Прил. Г
C	— размерная постоянная	1.1
C	— интеграл квадрата диаграммы направленности антенны	Прил. А
C_f	— углочастотный коэффициент (рад/Гц)	8.3
C_v	— отношение ошибок по скорости	Прил. В
C_1	— размерная постоянная	Прил. Г
c	— скорость света	3.1
c_0	— скорость света в вакууме	Прил. Г
c_t	— скорость света в среде в окрестности цели	Прил. Г
D	— диаметр круглой антенны	Прил. А
D	— коэффициент широкополосности сигнала	3.3
D_x	— коэффициент заполнения πf_r	4.6
d	— относительная ширина полосы частот	4.6
d	— расстояние между элементами антенной решетки	7.1
d_c	— интервал корреляции неоднородностей земной поверхности	5.4
d_1, d_2	— ошибки до и после суммарно-разностной схемы	8.3
E	— энергия сигнала, угол места, напряжение сигнала	
E_0	— выходная угловая координата системы сопровождения	5.4
E_0	— угол подъема луча над поверхностью земли	Прил. Г
E_r	— напряжение опорного сигнала	5.4
E_t	— угол места цели	5.4
E_1	— энергия одиночного импульсного сигнала	3.1
E_1	— граница перехода (из одной области в другую) по углу места	8.2
E_2	— напряжение сигнала, переотраженного поверхностью	5.4
E_2	— граница перехода (из одной области в другую) по углу места	8.2
$F(\theta)$	— диаграмма направленности антенны по напряжению	2.1
$F_d(\theta)$	— разностная диаграмма направленности по напряжению	2.1
F_m	— максимум коэффициента усиления по напряжению	Прил. А
f	— частота	1.1
f_a	— ширина марковского спектра по уровню половинной мощности	8.1
f_b	— частота точки излома характеристики интерферометра	Прил. Г
f_c	— несущая промежуточная частота	4.5
f_c	— частотный интервал корреляции	6.2
f_c	— частота синусоидальной ошибки	8.1
f_c	— критическая частота ионосферы	Прил. Г
f_c	— частотный интервал корреляции видеосигнала	6.2
f_d	— доплеровский сдвиг частоты	1.1
f_d	— частота верхней точки излома спектра флюктуаций	Прил. Г
f_L	— частота точки излома спектра флюктуаций, обусловленная длиной пути распространения	Прил. Г
f_m	— частота настройки приемника	4.2
f_0	— несущая частота	3.1
f_0	— частота точки перелома функции H_0	Прил. Г
f_p	— изменение частоты за один период повторения импульсов при частотном отклонении луча	6.3
f_r	— частота повторения импульсов	1.4
f_s	— частота конической развертки	6.3
f_w	— частота точки излома спектра флюктуаций, обусловленная размером раскрыва	Прил. Г
f_1	— верхняя частота спектра систематической ошибки	8.1

f_3 — частота, соответствующая уровню половинной мощности спектра	6.2
$G(\theta)$ — диаграмма направленности антенны (по мощности)	2.1
G_b — коэффициент усиления антенны ответчика	1.4
G_d — коэффициент усиления разностного канала	2.1
G_i — коэффициент усиления антенны в максимуме i -го лепестка	7.2
G_L — отношение спектральных плотностей флюктуаций дальности и рефракции	Прил. Г
G_m — максимальный коэффициент усиления при взвешенном облучении	2.1
G_n — глубина нулевой зоны диаграммы моноимпульсной антенны	8.3
G_0 — максимальный коэффициент усиления при равномерном облучении	2.1
G_r — максимальный коэффициент усиления антенны на прием	1.4
G_{se} — коэффициент боковых лепестков разностного канала — отношение G_m суммарного канала к коэффициенту усиления разностного канала в любом направлении	2.4
G_{se} — отношение G_m суммарного канала к коэффициенту усиления разностного канала в направлении прихода переотраженного сигнала	2.4
G_{sr} — коэффициент боковых лепестков суммарного канала — отношение G_m к коэффициенту усиления по любому боковому лепестку этого же канала	2.1
G_{sr} — отношение усиления в максимуме диаграммы к усилению в направлении на источник помехи для приемной антенны	5.2
G_{sr} — отношение коэффициентов усиления в направлении максимума суммарной диаграммы и в направлении прихода переотраженного сигнала	5.4
G_{sr} — отношение коэффициентов усиления в максимуме главного лепестка и в максимуме наибольшего бокового лепестка	Прил. А
G_{st} — отношение коэффициентов усиления передающей антенны в направлении максимума ее диаграммы и в направлении на источник помехи	5.2
G_t — максимальный коэффициент усиления антенны на передачу	1.4
G_1 — коэффициент усиления суммарного канала в направлении максимума диаграммы	5.4
G_2 — коэффициент усиления суммарного канала в направлении прихода переотраженного луча	5.4
G_3 — коэффициент усиления разностного канала в направлении оси нулевой зоны	5.4
G_4 — коэффициент усиления разностного канала в направлении прихода переотраженного луча	5.4
$g(x, y)$ — амплитудное распределение поля по раскрытию	2.1
$g_d(x, y)$ — амплитудное распределение для разностного канала	2.1
$H(f)$ — передаточная характеристика фильтра	1.1
$H'(f)$ — передаточная характеристика дифференциатора	3.5
H_c — передаточная характеристика корректирующего фильтра	Прил. Г
H_d — передаточная характеристика дискриминатора	4.2
H_i — весовой коэффициент выборки	1.1
H_m — максимум передаточной характеристики	3.1
H_0 — передаточная характеристика фильтра верхних частот	Прил. Г
H_s — передаточная характеристика, используемая для усреднения по раскрытию	Прил. Г
H_1 — передаточная характеристика фильтра промежуточной частоты	3.7

H_2 — передаточная характеристика фильтра видеочастот	3.7
H_2 — передаточная характеристика дискриминатора	4.5
h — высота антенны (по оси y)	2.1
h — высота над уровнем моря	Прил. Г
$h(t)$ — весовая функция фильтра или импульсная характеристика	1.1
$h'(t)$ — весовая функция дифференциатора	3.5
h_d — весовая функция дискриминатора	4.2
h_m — максимум весовой функции фильтра	3.1
h_r — эффективная высота антенны	2.1
h_1 — весовая функция фильтра суммарного канала	4.5
h_2 — весовая функция фильтра дискриминатора	4.5
I — мощность помехи в суммарном канале	5.1
I_Δ — мощность помехи в разностном канале	5.1
i — целое число, обозначающее i -тый импульс	6.2
i — номер бокового лепестка	7.2
K — относительная крутизна характеристики разностной диаграммы	2.1
K_a — константа ошибки ускорения	8.3
K_B — ветровой коэффициент по шкале Бофорта	5.1
K_c — коэффициент сжатия импульса	3.3
K_f — относительная крутизна характеристики разностного канала в вольтах на герц	4.2
K_{f1} — крутизна сигнала ошибки по частоте при одиночном импульсе	4.7
K_h — коэффициент расширения импульса (τ_{3x}/τ_{3a})	3.3
K_0 — максимальное возможное значение K	2.1
K_{0f} — максимальное возможное значение K_f	4.2
K_r — нормированная крутизна характеристики разностного канала K/K_0	2.1
K_{rf} — нормированная крутизна характеристики разностного канала K_f/K_{0f}	4.2
K_s — коэффициент расширения спектра B_{3c}/B_{3a}	4.4
K_v — константа ошибки по скорости	8.3
K_z — относительная крутизна характеристики разностного канала по обобщенной координате z	5.1
K_θ — коэффициент уширения диаграммы суммарного канала θ_3/θ_0	2.1
k — отношение ЭПР двухточечной цели	6.1
k — постоянная Больцмана	1.4
k_m — нормированная крутизна характеристики моноимпульсной системы	2.1
k'_m — нормированная крутизна характеристики моноимпульсной системы с учетом фазовых и амплитудных ошибок	8.3
k_p — коэффициент крутизны для обзорной антенны	2.5
k_s — крутизна кривой сигнала ошибки при конической развертке	2.1
L — коэффициент потерь, длина	
L — длина (протяженность) цели	6.1
L — расстояние между двумя рассеивающими точками	6.1
L — длина пути в тропосфере	Прил. Г
L — коэффициент полных потерь РЛС	8.3
L_c — коэффициент потерь на чрезмерно широкий строб	2.6
L_h — коэффициент потерь на расстройку	4.7
L_k — коэффициент потерь на пересечение диаграмм	2.5
L_m — коэффициент потерь согласования фильтра	1.4
L_{mf} — коэффициент потерь согласования фильтра линейчатого спектра	4.6
L_{mv} — коэффициент потерь согласования фильтра видеочастот	2.6

L_{m1} — коэффициент потерь согласования приемника с одиночным импульсом	4.6
L_{nr} — эквивалентная радиальная протяженность цели	6.2
L_{nx} — эквивалентная протяженность цели по координате, перпендикулярной к координате дальности	6.2
L_p — коэффициент потерь на форму луча при развертке	2.5
L_q — коэффициент потерь квантования в антенной решетке	7.2
L_r — радиальная протяженность цели	6.1
L_x — коэффициент потерь детектирования	2.6
L_x — протяженность цели по координате, перпендикулярной к координате дальности	6.1
L_1 — коэффициент потерь в приемнике	1.4
L_0 — коэффициент потерь, обусловленных смещением цели относительно максимума диаграммы, $G_m/G(\theta)$	2.6
\mathcal{L} — среднеквадратичная ширина раскрыва	1.3
\mathcal{L}_0 — невзвешенная среднеквадратичная ширина раскрыва	2.1
\mathcal{L}_s — среднеквадратичная ширина облучения раскрыва по мощности	2.1
\mathcal{L}_{s2} — среднеквадратичная ширина свертки раскрыва с самой собой	2.5
\mathcal{L}_0 — среднеквадратичная ширина облучения раскрыва по напряжению	2.1
m — число двоичных разрядов квантования фазы антенной решетки	7.2
m — число импульсов помехи	5.5
N — индекс тропосферной рефракции	Прил. Г
N — мощность шума	1.4
$N^2(f)$ — плотность мощности шума	1.1
N_b — число двоичных разрядов квантованного сигнала	7.2
N_d — мощность шума в разностном канале	4.2
N_e — электронная концентрация в ионосфере	Прил. Г
N_{F_0} — действующий коэффициент шума T_i/T_0	1.4
N_i — индекс ионосферной рефракции	Прил. Г
N_l — единичная выборка шума	1.1
N_0 — плотность равномерного шума	1.4
N_0 — общепринятое среднее значение индекса рефракции на уровне моря	Прил. Г
N_s — индекс рефракции у поверхности земли	Прил. Г
n — число накопленных импульсов	1.4
n — индекс выборки сигнала	7.1
n — показатель преломления	Прил. Г
n_e — эффективное число независимых выборок	5.1
n_t — показатель преломления в окрестности цели	Прил. Г
P — вероятность	6.2
P — полное атмосферное давление	Прил. Г
P_{av} — средняя мощность передатчика	1.4
P_b — мощность передатчика ответчика	1.4
P_n — вероятность ложной тревоги	3.4
P_r — мощность принятого сигнала	1.4
P_t — импульсная мощность передатчика	1.4
P_x — распределение вероятности x	5.1
p — мера согласования коррелятора с сигналом	4.4
p — парциальное атмосферное давление	Прил. Г
p_n — вероятность ложной тревоги на элемент дальности	3.4
R — дальность цели	1.4
R_c — максимальная дальность источника местной помехи	8.2
R_c — корреляционная функция сигнала	Прил. Б
R_0 — опорная дальность при $S/N = 1$	8.2
R_1 — граница перехода в область малых дальностей	8.2
R_2 — граница перехода в область больших дальностей	8.2

r — мера согласования фильтра с сигналом	3.3
r — радиальная координата раскрыва	Прил. А
r — количество атмосферных осадков	8.3
r' — нормированная радиальная координата раскрыва	Прил. А
\mathcal{R} — энергетический коэффициент $2E/N_0$	1.3
\mathcal{R}_h — энергетический коэффициент на равносигнальной оси	2.4
\mathcal{R}_m — энергетический коэффициент на оси луча	1.4
\mathcal{R}_0 — энергетический коэффициент при равномерном облучении	1.4
\mathcal{R}_1 — энергетический коэффициент одиночного импульса	1.4
S — мощность сигнала	
S_a — максимальная мощность сигнала	3.1
S_0 — плотность мощности сигнала	1.2
S_x — максимальная мощность выходного сигнала фильтра	3.1
S_z — электрическая длина устройства частотного отклонения	8.3
$S'(\varphi)$ — нормированная ЭПР двухточечной цели	6.1
S/N — отношение сигнал/шум по мощности	1.4
$(S/N)_{av}$ — среднее значение отношения сигнал/шум по мощности	1.4
$(S/N)_d$ — отношение сигнал/шум разностного канала	2.6
$(S/N)_f$ — отношение сигнал/шум в фильтре доплеровских частот	1.4
$(S/N)_m$ — отношение сигнал/шум на оси луча	1.4
$(S/N)_o$ — отношение сигнал/шум после обработки	2.6
$(S/N)_v$ — отношение сигнал/шум по видеочастоте	2.6
$(SN)_1$ — отношение сигнал/шум одиночного импульса	4.7
S/I — отношение сигнал/помеха по мощности	5.1
S/I_Δ — отношение сигнала суммарного канала к помехе в разностном канале по мощности	5.1
T — температура	
T — временной интервал между выборками	7.1
T — число элементов антенной решетки	7.2
T_i — температура приемника по входу	1.4
T_0 — опорная температура 290° K	1.4
t — время	
t_a — постоянная времени RC-цепи	8.1
t_c — время корреляции	5.4
t_c — время корреляции видеосигнала	6.2
t_d — задержка, обусловленная дальностью	1.2
t_d — время нарастания импульса	3.6
t_m — момент времени, относительно которого приемник согласован	4.2
t_n — временной эквивалент протяженности цели	6.2
t_{ns} — временной эквивалент протяженности цели после детектирования	6.2
t_0 — время наблюдения	1.4
t_p — период повторения импульсов	2.6
t_s — период развертки антенны	8.3
t_s — интервал сглаживания данных	Прил. В
$UV\sqrt{u^2+v^2}$ — угловая координата (круглый раскрыв)	Прил. А
u — угловая координата антенны	Прил. А
u_i — положение источника помехи по координате u	5.2
u_s — нормированный угол отклонения луча антенной решетки	7.2
v — угловая координата антенны	Прил. А
v — напряжение	3.1
v_a — скорость дрейфа воздушных масс	Прил. Г
v_b — скорость перемещения луча в атмосфере	Прил. Г
v_i — положение источника помехи по координате v	5.2
v_r — радиальная скорость	4.1
v_t — скорость цели	8.3
v_w — скорость ветра	5.4
$W(f)$ — спектральная плотность мощности	

$W(x)$ — распределение рассеивателей по координате, перпендикулярной к координате дальности	6.2
W_a — марковский спектр	8.1
W_c — спектральная плотность синусоидальной ошибки	8.1
W_n — спектральная плотность белого шума	8.1
W_N — спектральная плотность флюктуаций рефракции	Прил. Г
W_0 — максимальное значение $W(f)$	6.2
$W'(f)$ — спектральная плотность огибающей	6.2
w — ширина раскрыва	1.3
w_a — эффективная (шумовая) ширина раскрыва	Прил. А
w_r — эффективная ширина раскрыва на прием	2.1
x — горизонтальная координата в плоскости раскрыва	2.1
x — координата, перпендикулярная к дальности	6.2
x — ошибка по обобщенной координате	8.1
x' — нормированная координата раскрыва, x/w	Прил. А
y — координата, перпендикулярная к x в плоскости раскрыва	2.1
Z — фокусное расстояние моноимпульсной системы	2.4
z — координата, перпендикулярная к плоскости раскрыва	2.1
z — обобщенная координата, которая может представлять дальность, доплеровский сдвиг или угол	5.1
z_i — положение помехи по координате z	5.1
z_3 — ширина элемента разрешения по координате z по уровню половинной мощности	5.1
α — среднеквадратичная длительность временного интервала	Прил. Б
α — угол наблюдения цели	6.1
α — направляющий косинус	Прил. А
α — среднеквадратичная длительность сигнала	1.3
α_a — среднеквадратичная длительность сигнала по мощности	4.2
α_{a1} — среднеквадратичная длительность сигнала по напряжению	4.3
α_c — среднеквадратичная длительность сигнала на выходе коррелятора	4.8
α_e — среднеквадратичная длительность выходного напряжения фильтра	4.2
α_h — среднеквадратичная длительность квадрата весовой функции	4.2
α_{h1} — среднеквадратичная длительность весовой функции	4.3
α_i — угол между направлениями радиолокационного луча и скорости цели	5.4
α_1 — среднеквадратичная длительность одиночного импульса	1.3
β — среднеквадратичная ширина полосы сигнала	1.3
β — направляющий косинус	Прил. А
β_a — среднеквадратичная ширина энергетического спектра сигнала	3.1
β_{a1} — среднеквадратичная ширина спектра напряжения сигнала	3.2
β_h — среднеквадратичная ширина квадрата передаточной характеристики фильтра	3.1
β_h — среднеквадратичная ширина передаточной характеристики фильтра	3.2
β_n — ширина шумовой полосы пропускания (односторонняя)	1.4
β_x — среднеквадратичная ширина спектра выходного сигнала фильтра	3.1
β_4 — четвертый момент передаточной характеристики фильтра	3.6
γ — угол переотражения	5.4
γ_{max} — критический угол переотражения	5.4
γ_r — сдвиг фазы, обусловленный переотражением от поверхности	5.4
Δ — уровень облучения на краю раскрыва	2.4
Δ — ширина диаграммы направленности до первого нуля	2.4

Δ — напряжение разностного канала моноимпульсной системы	2.6
Δ — априорное положение стробирующего импульса	3.4
Δ — интервал квантования	7.2
Δ_a — ошибка отставания, обусловленная ускорением	8.3
ΔE_0 — ошибка по углу места, обусловленная тропосферной рефракцией	Прил. Г
Δf — ошибка по частоте, обусловленная многопутностью распространения	5.4
Δf_i — полоса частот, в которой производятся измерения	6.2
Δf_j — частотный сдвиг, дающий перемещение диаграммы на одну ширину луча	6.3
Δf_j — ширина спектра синусоидальной ошибки	8.1
Δf_j — интервал квантования доплеровской частоты	8.5
Δ_t — выборка сигнала разностного канала	8.3
ΔR — ошибка измерения дальности	5.4
Δ_r — интервал квантования дальности	8.4
Δt — задержка, обусловленная многопутностью распространения	
Δv — ошибка по скорости, обусловленная рефракцией	Прил. Г
$\Delta \alpha_t$ — ошибка определения направления вектора скорости	Прил. Г
$\Delta \theta$ — угловая ошибка, обусловленная моноимпульсным устройством	8.4
$\Delta \Phi$ — модуляция фазы, обусловленная многопутностью распространения	5.4
(Δ/ε) — отношение усиления по координате разностного канала к усилению суммарного канала для помехи по напряжению	5.1
$\delta(t)$ — импульсная или дельта-функция	4.2
δ_f — ошибка по кажущемуся доплеровскому сдвигу	6.1
δ_r — ошибка по кажущейся дальности	6.1
δ_v — ошибка по кажущейся радиальной скорости	6.1
δ_θ — ошибка по кажущимся угловым координатам цели	6.1
ε — нормированное напряжение сигнала ошибки моноимпульсной системы	2.6
$\varepsilon(t)$ — форма напряжения сигнала ошибки по дальности	3.5
ε — выходное напряжение дискриминатора	3.5
ε_f — ошибка по частоте	4.2
ε_0 — смещение нуля отсчета в моноимпульсной системе	8.3
ε_t — ошибка определения величины запаздывания сигнала	3.1
ε_t — ошибка совмещения строба	3.1
ε_t — временная ошибка, обусловленная квантованием	7.1
ε_θ — угловая ошибка, обусловленная квантованием	7.2
ε_z — смещение нуля моноимпульсной системы, обусловленное сдвигом фазы на входе	8.3
η — коэффициент эффективности	5.1
η_a — эффективность (коэффициент использования) раскрыва	1.4
η_f — эффективность согласования фильтра	3.1
η_o — удельная отражательная способность рассеивающего образования	5.3
η_x — эффективность облучения раскрыва по оси x	2.1
η_y — эффективность облучения раскрыва по оси y	2.1
Θ — среднеквадратичная ширина луча	Прил. А
θ — угловая координата	2.1
θ_a — азимутальная ширина луча по уровню половинной мощности	2.1
θ_{da} — азимутальная ширина поверхности с зеркальным отражением	5.4
θ_{de} — угломестная ширина поверхности с зеркальным отражением	5.4

θ_e — угломестная ширина луча по уровню половинной мощности	2.1
θ_k — угол отклонения оси луча от равносигнальной оси	2.1
θ_n — эффективная (шумовая) ширина луча	Прил. А
θ_0 — ширина луча при равномерном облучении	2.1
θ_s — угол отклонения луча антенной решетки относительно нормали к ней	7.2
θ_s — ширина наклонного луча в системе с V-образным лучом	8.3
$\theta_{из}$ — ширина диаграммы по уровню половинной мощности по координате u	Прил. А
$\theta_{вз}$ — ширина диаграммы по уровню половинной мощности по координате v	Прил. А
θ_w — константа угловой разрешающей способности	Прил. А
θ_3 — ширина луча (при однократном использовании) по уровню половинной мощности	2.1
λ — длина волны	1.3
λ_N — длина волны флюктуаций индекса рефракции	Прил. Г
ν — ширина полосы пропускания доплеровского фильтра	4.2
ρ — коэффициент отражения поверхности	5.4
ρ — нормированная автокорреляционная функция	6.2
ρ' — автокорреляционная функция огибающей	6.2
$\rho(i)$ — корреляция между амплитудами 0-го и i -го членов	6.2
ρ_d — коэффициент диффузного отражения	5.4
ρ_0 — коэффициент отражения от гладкой поверхности	5.4
ρ_s — коэффициент зеркального отражения	5.4
σ — эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) радиолокационной цели	1.4
$\bar{\sigma}$ — среднее значение ЭПР	6.2
σ^0 — отражательная способность поверхности	5.3
σ_A — среднеквадратичная азимутальная ошибка	5.4
σ_a — стандартное отклонение гауссова спектра сигнала	3.3
σ_a — среднеквадратичная ошибка, обусловленная формированием пачек выборок	7.1
σ_a — среднеквадратичная ошибка марковского спектра	8.1
σ_b — среднеквадратичное значение кажущейся систематической ошибки	8.1
σ_c — среднеквадратичное значение периодической ошибки	8.1
σ_c — стандартное отклонение гауссовой весовой функции	3.3
σ_e — минимальный уровень ошибки (инструментальная ошибка)	8.2
σ_E — среднеквадратичная угломестная ошибка	5.3
σ_f — среднеквадратичная ошибка по частоте	1.3
σ_f — среднеквадратичная частотная протяженность энергетического спектра	5.3
σ_{fd} — ошибка по доплеровскому сдвигу, вычисленному путем дифференцирования данных по дальности	4.6
σ_{fn} — ошибка по частоте для пачки из n импульсов	4.6
σ_{f1} — ошибка по частоте для одиночного импульса	4.4
σ_h — стандартное отклонение гауссовой характеристики фильтра	4.4
σ_h — стандартное отклонение высоты участка поверхности	5.4
σ_i — среднеквадратичная ошибка, обусловленная помехой	5.2
σ_i — ЭПР источника помеха	5.5
σ_L — среднеквадратичная ошибка линейных измерений	8.2
σ_n — среднеквадратичная шумовая составляющая ошибки	8.1
σ_0 — стандартное отклонение гауссова выходного импульса	3.3
σ_0 — среднеквадратичное значение истинной систематической ошибки	8.1
σ_r — среднеквадратичная ошибка по дальности	3.1

σ_{rm} — среднеквадратичная ошибка по дальности, обусловленная многопутностью распространения	5.4
σ_{r0} — флюктуации кажущейся дальности	Прил. Г
σ_{rc} — среднеквадратичное значение флюктуаций дальности после введения поправки	Прил. Г
σ_s — среднеквадратичная угловая ошибка, обусловленная флюктуациями амплитуды	6.3
σ_{sl} — среднеквадратичный уровень боковых лепестков (по напряжению)	7.2
σ_t — среднеквадратичная ошибка по задержке	1.3
σ_t — стандартное отклонение гауссова сигнала	3.3
σ_{t1} — ошибка по задержке для одиночного импульса	3.2
σ_{t1} — среднеквадратичная ошибка по радиальной скорости	4.6
σ_v — среднеквадратичный разброс скоростей рассеивателей	5.4
σ_{vA} — ошибка по скорости, обусловленная A	Прил. Г
σ_{vE} — ошибка по скорости, обусловленная E	Прил. Г
σ_x — стандартное отклонение гауссова облучения	2.4
σ_x — стандартное отклонение выходного сигнала фильтра	3.3
σ_x — среднеквадратичная ошибка по координате x	8.7
σ_x — стандартное отклонение нормального распределения	8.1
σ_x — среднеквадратичная ошибка в производной x	Прил. В
σ_{x2} — среднеквадратичная ошибка двухточечного дифференциатора по скорости x	Прил. В
σ_y — среднеквадратичная ошибка по координате y	8.7
σ_z — среднеквадратичная ошибка по обобщенной координате z	5.1
σ_α — среднеквадратичное значение наклона поверхности	5.4
σ_θ — среднеквадратичная ошибка угловых измерений	1.3
$\sigma_{\theta q}$ — среднеквадратичная угловая ошибка, обусловленная квантованием фазы	7.2
σ_ψ — среднеквадратичная ошибка, обусловленная квантованием фазы, вносимая каждым фазовращателем	7.2
σ^0 — удельная отражательная способность рассеивающей поверхности	5.3
σ_1 — среднеквадратичная ошибка, обусловленная расхождением максимума луча и направления на цель	2.6
σ_1 — среднеквадратичная ошибка при одной выборке	8.6
σ_2 — среднеквадратичная ошибка, обусловленная нормированием	2.6
Σ — напряжение суммарного канала в моноимпульсной системе	2.6
Σ_i — выборка сигнала суммарного канала	4.5
Σ_0 — напряжение суммарного канала в случае согласованного фильтра	4.2
τ — длительность импульса, длительность сигнала	1.4
τ_a — полная длительность сигнала	3.1
τ_c — полная длительность выходного сигнала коррелятора	4.2
τ_g — ширина stroba дальности	2.6
τ_h — полная длительность импульсной характеристики	3.1
τ_n — эквивалентная (шумовая) ширина во временной области	Прил. Б
τ_{na} — шумовая ширина сигнала	3.1
τ_{nd} — эквивалентная длительность весовой функции расщепленного stroba	3.5
τ_{nh} — эквивалентная длительность весовой функции	3.1
τ_0 — ширина выходного сигнала согласованного фильтра по уровню половинной мощности	3.3
τ_x — полная ширина выходного сигнала фильтра	3.1

τ_{3a} — ширина сигнала по уровню половинной мощности	3.1
τ_{3h} — ширина весовой функции по уровню половинной мощности	3.1
τ_{3x} — ширина выходного сигнала фильтра по уровню половинной мощности	3.1
φ — угол поворота вокруг оси z , отсчитываемый от оси x	2.1
φ — фазовый сдвиг переотраженного сигнала	5.4
φ — угол наклона диаграммы в антенне с V-образным лучом	8.3
φ_1 — фазовая ошибка на входе суммарно-разностной схемы	8.3
φ_2 — фазовая ошибка на выходе суммарно-разностной схемы	8.3
ψ — выходное напряжение, функция отклика передаточная характеристика	1.1
$\psi(t_d, f_d)$ — функция отклика приемника	1.2
$\psi(u, v)$ — функция отклика антенны (диаграмма направленности)	1.2
$\psi_0(t_d, f_d)$ — функция отклика согласованного фильтра	1.2
ψ_d — телесный угол видимости поверхности с зеркальным отражением	5.4
ω — скорость обзора в РЛГ обнаружения	1.4
ω_a — скорость вращения цели	6.1
м. д. — миллионная доля длины пути	Прил. Г

Приложение Ж

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ¹⁾

1. Woodward M. W., Davies I. L. A Theory of Radar Information Phil. Mag., v. 41, 1950, p. 1001—17. [Пред.]
- *2. Woodward P. M. Probability and Information Theory, with Application to Radar (New York: McGraw-Hill Book Company, 1953) [Пред., 1.3, 3.1, 3.2, 3.4, 4.3, 7.1].
3. Swerling P. Maximum Angular Accuracy of a Pulsed Search Radar. Proc. IRE., v. 44, № 9, 1956, p. 1146—55 [Пред., 2. 6, 6.3].
4. Manasse R. Range and Velocity Accuracy from Radar Measurements, Lincoln Lab. Report 312—26, 1955, DDC Document 236236 [Пред., 3.4, 4.6].
5. Manasse R. An Analysis of Angular Accuracies from Radar Measurements, Lincoln Lab. Group Report 32-24, 1955 [Пред.].
6. Manasse R. Maximum Angular Accuracy of Tracking a Radio Star by Lobe Comparison, Trans. IRE, AP-3, № 4, 1960, [Пред., 2.1, 2.2, 2.6].
- *7. Scolnik M. I. Theoretical Accuracy of Pulse Measurements, Trans. IRE, ANE-7, № 4, 1960, p. 123—29 [Пред., 2.1, 3.4].
- *8. Skolnik M. I., Introduction to Radar Systems (New York: McGraw-Hill Book Company) 1962 [Пред., 2.1, 2.2, 2.4, 2.5].
9. Kirkpatrick G. M. Aperture Illuminations for Radar Angle-of-Arrival Measurements, Trans. IRE, PGAE-9, 1953, p. 20—27 [2.1, 2.2].
10. Hannan P. W. Optimum Feeds for All Three Modes of a Monopulse Antenna, Trans. IRE, AP-9, № 5, 1961 [2.1, 2.2, 2.4].
- *11. Barton D. K. Radar System Analysis (Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, Inc., 1964).
12. Develet J. A., Jr. Thermal-Noise Errors in Simultaneous-Lobing and Conical-Scan Angle-Tracking Systems, Trans. IRE, SET-7, № 2, 1961, p. 42—51, [2.2, 2.4, 2.6].

¹⁾ В прямых скобках указываются разделы, содержащие ссылки на данную работу.

- *13. North D. O. An Analysis of the Factors which Determine Signal Noise Discrimination in Pulsed Carrier Systems, RCA Labs. Tech., Report RTR-6C* 1943 [1.1]. (The preceding report has been reprinted in the Proc. IEEE, 51, № 7, 1963, p. 1015—27).
14. Howard D. D. Analysis of the 29, Foot Monopulse Cassegrain Antenna of the AN/FPQ-6 and AN/TPQ-18 Precision Tracking Radars, U. S. Naval Res. Lab., Memo. 1776, 1967, DDC Document AD 816772 [1.2].
- *15. Rihaczek A. W. Radar Signal Design for Target Resolution, Proc. IEEE, v. 53, № 2, 1965, p. 116—28 [1.2].
16. Burdick W. S., Radar Signal Analysis (Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall Inc., 1968) [1.2].
17. Spencer R. C., Fourier Integral Methods of Pattern Analysis, Mass. Inst. of Technology Radiation Lab. Report 762-1, 1946 [2.3].
- *18. Silver S., Microwave Antenna Theory and Design (New York: McGraw-Hill Book Company, 1949), [2.4, Прил. А].
19. George S. F. and Zamanakos A. S., Multiple Target Resolution of Monopulse vs. Scanning Radars, Proc. NEC, v. 15, 1959, p. 814—823. [2.4].
- *20. Lawson J. L. and Uhlenbeck G. E. Threshold Signals (New York: McGraw-Hill Book Company, 1950) [2.6].
- *21. Davenport W. B., Jr. and Root W. L. An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise (New York: McGraw-Hill Book Company, 1958) [2.6].
22. Sharenson S., Angle Estimation Accuracy with a Monopulse Radar in the Search Mode, Trans. IRE, ANE-9, № 3, 1962, p. 175—179 [2.6].
- *23. Cook C. E. and Bernfeld M. Radar signals (New York: Academic Press, 1967) [3.3].
- *24. Rinaczek A. W. Radar Accuracy of Chirp Signals, Proc. IEEE, v. 53, № 4, 1965, p. 412—413, [4.7].
25. Nathanson F. E. and Reilly J. P., Clutter Statistics Which Affect Radar Performance Analysis, Trans. IEEE, AES-3, № 6, 1967 (Suppl.), p. 386—98 [5.3].
26. Barton D. K. Radar Equations for Jamming and Clutter, Trans. IEEE, AES-3, № 6, 1967 (Suppl.), p. 340—355. [5.3].
27. Beckman P. and Spizzichino A. The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces (New York: Macmillan Co., 1963) [5.4].
28. Meade J. E. Target Considerations, Chap. 11 in Guidance, A. S. Locke, ed. (Princeton, N. J.: D. Van Nostrand Company. Inc., 1955) [6.1].
29. Howard D. D. Radar Target Angular Scintillation in Tracking and Guidance Systems Based on Echo Signal Phase-Front Distortion, Proc. NEC., v. 15, 1959, p. 840—849. [6.1].
30. Hastings A. E., Meade J. E. and Gerwin H. L., Noise in Tracking Radars, Pt. 11 — Distribution Functions and Further Power Spectra, Naval Res. Lab., Report, № 3929, 1952 [6.1].
31. Howard D. D. and Lewis B. L., Tracking Radar External Range Noise Measurements and Analysis, Naval Res. Lab., Report 4602, 1955 [6.1].
32. Rice S. O. Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise, Bell System Tech. Journal, v. 27, № 1, 1948, p. 109—57 [6.1].
- *33. Swerling P., Probability of Detection for Fluctuating Target RAND Corp., Research Memo., RM-1217, 1954 [6.2]. (The preceding report has been reprinted in the Trans. IRE, IT-6, № 2, 1960, p. 269—308).
34. Dunn J. H. and Howard D. D. The Effects of Automatic Gain Control Performance of the Tracking Accuracy of Monopulse Radar Systems, Proc. IRE, v. 47, № 3, 1959, p. 430—35 [6.3].
35. Bernstein R. An Analysis of Angular Accuracy in Search Radar, IRE Conv. V. Record, 1955, Pt. 5, p. 61—78 [6.3].
- *36. Shannon C. E. Communication in the Presence of Noise. Proc. IRE, v. 37, № 1, 1949, p. 10—21 [7.1].

37. Hansen R. C., Microwave Scanning Antennas, vol. 11 (New York: Academic Press, 1966) [7.1].
38. Long R. W. A New Approach to Sensing Angles and Angular Rates for Digital Systems, presented at the Northeast Electronics Research and Engineering Meeting, Boston, Mass., 1965 [7.2].
39. Hynes R. and Gardner R. E. Doppler Spectra of S-Band and X-Band Signals, Trans. IEEE, AES-3, № 6, 1967, Suppl., p. 356—65 [8.5].
40. Nesline F. W. Polynomial Filtering of Signals, Proc. 5th Natl. Conf. on Military Electronics, IRE-PGMIL, Washington, D. C., 1961. [Прил. В].
41. Bean B. R. and Thayer G. D., Models of the Radio Refractive Index, Proc. IRE, v. 47, № 5, 1959, p. 740—755. [Прил. Г].
42. Muchmore R. B. and Wheelon A. D. Line-of-Sight Propagation Phenomena. Proc. IRE, v. 43, № 10, 1955, p. 1437—66 [Прил. Г].
43. Bean B. R. and Cahoon B. A. The Use of Surface Weather Observation to Predict the Total Atmospheric Bending of Radio Rays at Small Elevation Angles, Proc. IRE, v. 45, № 11, 1957, p. 1545—46. [Прил. Г].
44. Bean B. R., Horn J. D. and Ozanich A. M., Jr., Climatic Charts and Data of the Radio Refractive Index of the United States and the World, Natl. Bureau of Standards, Monograph № 22 (Washington, D. C.: U. S. Govt. Printing Office), 1960 [Прил. Г].
45. Millman G. H. Atmospheric Effects on VHF and UHF Propagation, Proc. IRE, v. 46, № 8, 1958, p. 1492—1501 [Прил. Г].
46. Thompson M. C., Janes H. B. and Kirkpatrick R. W., An Analysis of Time Variations in Tropospheric Refractive Index and Apparent Radio Path Length, J. of. Geophysics Research, v. 65, № 1, 1960, p. 193—201 [Прил. Г].
47. Norton K. A. Effects of Tropospheric Refraction in Earth-Space Links, XIV Gen. Assembly of URSI, Tokyo, Japan, 1963, published in Progress in Radio Science, 1960—1963, vol. 11, F. du Castel, ed. (New York: Elsevier Publishing Co., 1965, p. 186—210.
48. Thompson M. C., Janes H. B. and Grant W. B. Study of Atmospheric Errors in Microwave Tracking Systems, Natl. Bureau of Standards Report 9139, 1965 [Прил. Г].
49. Norton K. A. and associated authors, An Experimental Study of Phase Variations in Line-of Sight Microwave Transmissions, Natl. Bureau of Standards Monograph № 33 (Washington: U. S. Govt. Printing Office), 1961 [Прил. Г].
50. Bowles K. L., Lima Radio Observatory, Natl. Bureau of Standards, Report 7201 (Suppl.), 1961 [Прил. Г].
51. Pfister W. and Keneshea T. J. Ionospheric Effects of Positioning of Vehicles at High Altitudes, Air Force Surveys in Geophysics, № 83, 1956, Cambridge Res. Center, DDC Document AD 98777 [Прил. Г].
52. Smith P. G. Atmospheric Distortion of Signals Originating from Space Sources, Trans. IEEE, AES-3, № 2, 1967, p. 207—16 [Прил. Г].

Русские переводы

2. Вудворд. «Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации». М., «Советское радио», 1955.
7. Сколник. «Теоретическая точность радиолокационных измерений, «Зарубежная радиоэлектроника», № 8, стр. 46—58, 1961.
8. Сколник. «Введение в технику радиолокационных систем», М., «Мир», 1965.
11. Бартоп. «Радиолокационные системы», М., Воениздат, 1967.
13. ТИИЭР, М., «Мир», 1966.
15. ТИИЭР, М., «Мир», 1965.
18. «Антенны сантиметровых волн», М., «Советское радио», 1950.
20. «Пороговые сигналы», М., «Советское радио», 1952.

21. Давенпорт и Рут. «Введение в теорию случайных сигналов и шумов» М., «Иностранная литература», 1960.
23. Кук и Бернфельд. «Радиолокационные сигналы», М., «Советское радио», 1971.
24. ТИИЭР, М., «Мир», 1965.
33. «Современная радиолокация», под ред. Ю. Б. Кобзарева. (Приложения. М., «Советское радио», 1969.
36. Шеннон. «Работы по теории информации и кибернетике», М., «Иностранная литература», 1963.

Дополнительная отечественная литература

- Фалькович С. Е. «Прием радиолокационных сигналов на фоне флюктуационных помех». М., «Советское радио», 1961.
- Ширман Я. Д. и Голиков В. Н. «Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров» М., «Советское радио», 1963.
- Тартаковский Г. П., Бакут П. А., Большаков И. А. и др. «Вопросы статистической теории радиолокации». М., «Советское радио», 1963—1964.
- Дулевич В. Е., Коростелев Ю. А. и др. «Теоретические основы радиолокации». М., «Советское радио», 1964.
- Вакман Д. Е. «Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации», М., «Советское радио», 1965.
- Васин В. В., Власов О. В., Григорин-Рябов В. В. и др. «Радиолокационные устройства», М., «Советское радио», 1970.
- Ширман Я. Д., Голиков В. Н. и др. «Теоретические основы радиолокации». М., «Советское радио», 1970.

Предметный указатель

Автоматическое регулирование усиления 55
 — — — влияние на ошибки, обусловленные параметрами цели 193
 Амплитудное распределение:
 облучения раскрыва антенны гауссово усеченное 268, 290, 291, 313
 — — — косинусное 264, 285—287
 — — — на пьедестале 268, 293
 — — — круговое 279, 281, 309—315
 — — — линейно-нечетное 31, 276, 399
 — — — равномерное 266, 279, 283, 309
 — — — разделимое 29, 33, 259
 — — — разностного канала 30, 273—278
 — — — релеевское усеченное 301
 — — — оптимальное 38
 — — — параболическое 265, 288, 289, 311
 — — — прямоугольное 266, 283
 — — — прямоугольно-нечетное 274, 303
 — — — синусное 272, 273, 308
 — — — трапецидальное 266
 — — — треугольное 266
 — — — тэйлоровское 262, 270, 281, 294, 305, 317
 — — — Хэмминга 272, 297
 ошибок сигнала 212
 сигнала 185
 флюктуаций координат 181
 Анализ ошибок 210—254
 в РЛС обнаружения (пример) 234
 в РЛС сопровождения (пример) 223, 230

мономпульсной системы 223
 общая методика 216
 по дальности 242
 по доплеровскому сдвигу частоты 247
 по угловым координатам 220
 при дифференцировании данных 250
 при конической развертке (пример) 230
 Аналогия между сигналом и диаграммой направленности антенны (таблица) 325
 Антенная решетка 197
 боковые лепестки 206
 влияние квантования фазы 206
 интерференционные лепестки 23, 201
 угловые ошибки 206
 Антенны:
 диаграмма направленности 13, 28, 257
 — — — графики 282
 — — — лепестки боковые 2, 23
 — — — интерференционные 23, 201
 — — — максимальное и среднеквадратичное значения 206, 207
 — — — помехи, обусловленные ими 148
 — — — решеток 206
 — — — разностного канала 12, 30, 142, 300—309
 — — — уравнения 283
 коэффициент усиления 28, 257
 — — — влияние квантования на него 206
 — — — связь с шириной луча 283
 мономпульсных РЛС 30, 142

- амплитудное распределение по рас-
крытию 38
- анализ ошибок (пример) 223
- глубина нулевой зоны 221
- инструментальная ошибка 221
- к-т боковых лепестков 29, 38
- крутизна характеристики разност-
ного канала 30, 36
- параметры 36, 37, 43, 273—278
- разностный канал 142, 300—309
- сдвиг нуля 221
- с разделением во времени 57
- рупорные облучатели 41—45
- чувствительность к ошибке 30
- шумовая ошибка 34
- эффектив., суммарного канала 38
- параметры 27—34
- определения 28, 257
- таблицы 36, 37, 47, 261—280
- система координат 27, 257
- ширина луча, меры 319
- таблица 319
- по уровню половинной мощности 28,
35, 258, 319
- среднеквадр. значение 260, 319
- уширение за счет атмосферы 349
- шумовая 260, 319
- эффективность 20, 29, 38, 42, 258
- Антенный раскрой:**
- аналогия с фильтром 12, 64, 325
- амплитудные распределения 29, 255
- таблицы и графики 261—315
- коэффициент использования (эффектив-
ность) 20, 29, 38, 42, 258
- круглый 36, 260
- ограничения размеров, обусловленные
тропосферой 361
- прямоугольный 33, 36, 258
- параметры (таблицы) 261—278
- связь с ошибками, обусловленными тро-
посферой 356
- среднеквадратичная ширина 19, 31—34, 260
- шумовая ширина 260
- эффективная площадь 20, 29, 258
- эффективная ширина 31
- Аппроксимация сигнала полиномом 339**
- Атмосфера:**
- влияние 343—366
- рефракция *см.* рефракция
- флюктуация 343, 363
- экспоненциальный эталон 343
- Боковые лепестки 13, 23. *См. также* ан-
тенны**
- Весовой множитель 10**
- Взаимосвязь ошибок по дальности и доп-
плеровской частоте 138**
- Время:**
- корреляция 186
- наблюдения 19, 330, 352
- нарастания 332
- облучения цели 20, 130
- сглаживания 328
- оптимальное для сигнала аппроксими-
рованного полиномом 341
- Вудворда константа разрешения по угло-
вым координатам 319**
- — — по частоте и времени 15
- функция неопределенности 14
- функция sinc 198, 366
- Выборки:**
- временные 197
- ошибки, обусловленные ими 199
- пространственные 200
- процесс восстановления 198
- формирование пачек 197—201
- Гауссово распределение 212**
- амплитудное облучение раскрыва и диа-
грамма направленности 38, 46, 268, 280,
292, 313, 371
- мощности 318
- Гауссов фильтр, параметры 76, 118**

- Гауссовы спектр и сигнала 76, 371
- Графики зоны обзора 228, 233
- Дальность:**
- измерение 18, 63—102
- измеритель адаптивный 82
- максимальная и минимальная 219
- неоднозначность измерений 23, 84
- опорная для $S/N=1$ 217
- ошибка за счет многопутности 171
- пересчет в значение запаздывания 63
- разрешение по ней 12—16
- сроч 55, 87, 99, 126
- уравнение радиолокационное 19
- флюктуации 181
- Диаграммы направленности антенн 255—315**
- — — определение 257
- — — при развертке 45—50, 192
- Дискретные процессы 197—209**
- Дискриминатор:**
- измерение времени (дальности) 87—94
- измерение доплеровского сдвига 122
- измерение при смещении относительно
равносигнальной оси 137
- крутизна сигнала ошибки 127
- с раздвинутыми стробами 94
- с расщепленным стробом 87—92
- случай промежуточной частоты 99
- с характеристик. прямоугольного типа 124
- с характеристикой треугольного типа 125
- таблица параметров 124
- широкополосный 136
- Дифференцирование данных 250, 332—338**
- двухточечный метод 333
- задержка 333
- параметры фильтра (таблица) 335
- ширина полосы фильтра 334
- шумы на выходе 334
- Допплеровский сдвиг частоты 103**
- анализ ошибок 247
- в случае вращающейся цели 181
- неоднозначность измерений 23, 130
- ошибки измерения, обусловленные много-
путностью 172
- ошибки, обусловленные тропосферой 317
- спектр флюктуаций. *См. также* Ошибки
188
- Задержка:**
- в дифференциаторе 333
- в сглаживающем фильтре 330
- Запаздывание:**
- измерение 19, 63
- обусловленное дальностью 63
- пересчет в дальность 63
- Измерения:**
- анalogии угловых и временных 65
- высоты 239
- дальности (запаздывания) 19, 63—102
- доплеровского сдвига частоты 103—141
- основы теории 16—18, 142
- при цели, смещенной относительно равно
сигнальной оси 56
- угловые 26—62
- Измеритель идеальный 17**
- — — кривая реакции на ошибку 144
- Импульс прямоугольный, ограниченный по
полосе 83**
- Индекс рефракции 343, 346, 362**
- Интервал времени наблюдения 19**
- — — влияние на ошибку, обусловлен-
ную тропосферой 352
- — — (длительность) среднеквадратичное
значение 112
- Интерференционные лепестки 23, 201**
- Интерферометр:**
- неоднозначность измерений 23, 201
- ошибки из-за рефракции 354—358
- ошибки по скорости 360
- угловые измерения 36
- Ионосфера:**
- вертикальные разрезы 361

влияние на измерения 361—366
 Калмана — Бьюси фильтр 253
 Канал сигнала ошибки см. Разностный канал
 Квантование:
 напряжения 201
 влияние на спектр 203
 фазы 206
 Когерентное измерение частоты 104
 Константа:
 разрешения по времени 16
 — по частоте 16
 ошибок по скорости и ускорению 332
 Коррелятор для измерения доплеровского сдвига частоты 106—110
 $\phi \sim$ эквивалентность дискриминатору 124
 Корреляция, интервал времени 186
 Коэффициент:
 боковых лепестков 29; 38, 147
 — влияние на эффективность раскрыва и крутизну разностного канала 38, 39
 — моноимпульсных облучателей 42
 — разностного канала 30
 — суммарного канала 29
 крутизны характеристики разностного канала 30, 32, 71
 потери антенны 20
 — в РЛС обнаружения 22
 детектирования 52, 97
 квантования 206
 на пересечение лучей 22, 48
 на стробирование по дальности 53, 98
 на чрезмерно широкий строб 54, 98
 обработки сигнала 141
 обусловленных формой диаграммы направленности 20, 46, 98
 расстройки 137
 согласования фильтра 52, 70, 130, 327
 отражения 162
 расширения импульса 76, 81
 расширения спектра 117
 сжатия импульса 80
 уширения диагр. направленности 29, 37
 широкополосности сигнала 80
 Крутизна хар-ки разностного канала:
 по дальности 71
 по доплеровскому сдвигу частоты 111
 максимальная 32, 71, 73
 относительная 30, 71
 при конической развертке 47, 146
 РЛС обнаружения 45, 146
 Линейно-нечетное амплитудное распределение облучения раскрыва 31, 276, 299
 Ложные отметки от цели 24
 Ложная тревога 24, 84, 97
 Ложный спектр 198
 Марковский спектр ошибки 215, 337
 — сигнала цели 188, 193
 Математическое сопровождение 235
 Многопутное распространение, влияние неровной поверхности 163
 Многоточечная цель 182
 Модуляция в РЛС с конической разверткой 26, 192
 Моноимпульсная РЛС сопровождения (пример) 223
 Некогерентная обработка 52, 95, 136
 Некогерентное измерение доплеровского сдвига частоты 104, 136
 Неоднозначность в измерениях 23
 за счет взаимосвязи дальность — доплеровский сдвиг частоты 128
 обусловленная шумами 84
 по дальности 97
 по доплеровскому сдвигу частоты 130
 — — по его разрешению 133
 Неровная поверхность, влияние на многопутность распространения 163
 Нормирование сигнала ошибки 142
 Облучатель моноимп. четырехупорный 42
 Обнаружение сигналов 10

Обработка сигналов:
 влияние ошибки по дальности 95—100
 влияние ошибки по доплеровскому сдвигу частоты 134
 влияние угловой ошибки 50—58
 некогерентная 52
 Ограничитель, влияние на ошибку 55, 175
 Отношение сигнал/помеха 144
 в случае рассеивающих образований 154
 при диффузном отражении 166
 при многопутном распространении 160
 при точечных целях 147
 Отношение сигнал/шум 70
 кодирующего устройства (эквив.) 204
 одиночного импульса (на ПЧ) 21, 52
 пачки когерентных импульсов 21, 127—132
 при работе с ответчиком 22
 согласованного фильтра 10, 70
 Отношение разрешающей способности к инструментальной ошибке 217
 Отражающая способность рассеивающих образований 152
 Отражение:
 зеркальное и диффузное 164
 коэффициент 163
 многопутное 158
 от морской поверхности 163
 Ошибки измерения:
 азимутальные
 — в РЛС обнаружения 45, 194
 — тропосферой 354
 амплитудное распределение 213
 амплитудные в моноимп. системе 221
 — в РЛС с многолучевой диаграммой 239
 — в РЛС с растровой разверткой 240
 — в РЛС с V-образными лучами 204
 вероятная 211
 визирования 208
 в случае дифференцирования данных 234, 250, 334
 в случае сигнала, аппрокс. полиномом 341
 дальности систематические 344—346
 — поправки для них 346, 353
 дальности шумовые 63, 102
 — аналогия с антенной 64
 — выводы 100
 — методика расчета 101
 — минимальные теоретические 73
 — нормированные относительно длительности импульса 75
 — пример расчета 242
 — при наличии сигналов от рассеивающей поверхности 155, 244
 — при прямоугольном импульсе 81
 динамические, обусловленные ускорением 224, 231, 236, 244, 249
 дисперсия 213
 доплеровского сдвига систематические 347
 доплеровского сдвига шумовые 114—141
 — — выводы 139
 — — минимальные теоретические 114
 — — нормированные относительно ширины полосы 116
 — — при конической развертке 47, 53
 — — при малом отн. сигнал/шум 52
 — — при пачке когер. имп. 127
 — — при пачке некогер. имп. 136
 — — РЛС обнаруж. 45, 53, 132, 194, 234
 — — следящих систем и механики 222
 квантования 201
 константа по скорости и ускорению 332
 максимальные 211
 математические модели 210
 нормальное распределение 212
 обусловленные атмосферой 343—366
 обусловленные многопутностью распространения 158—174
 — — — в РЛС с V-образными лучами 240
 — — — из-за неровной поверхности 163
 — — — по азимуту 167
 — — по дальности 171

- по доплеровскому сдвигу частоты 172
- — — по углу места 158
- — — расчет 169, 226
- обусловленные множественными эхо-сигналами 149—177
- — — выводы 175—177
- обусловленные параметрами цели 178—196
- обусловленные помехами 149—177, 220, 229, 234, 239
- — когерентными 174
- — случайных импульсов 174
- — примеры расчетов 229, 234, 239
- обусловленные распространением 343—366
- обусловленные следящей системой и механикой 222
- обусловленные тропосферой 219, 343—366
- — сводная таблица 364—366
- обусловленные ускорением 224, 232, 236, 244, 249
- обусловленные фазовыми сдвигами
- — — в антенных решетках 206
- — — в моноимпульсных РЛС 221
- обусловленные флюктуациями амплитуды 192, 230, 234
- обусловленные флюктуациями координат 179
- обусловленные хар-ками цели 178—194
- — — интервал корреляции 186
- — — флюктуации амплитуды 185
- — — флюктуации координат 178
- определения 210—212
- периодические 215
- при близкораспол. точечной цели 147
- при развертке, обусловленные параметрами цели 192, 194, 196
- систематические 210, 228, 344, 347
- скорости 333, 346, 349
- спектр 214, 323
- среднеквадратичные 211
- угловые систематические 228, 344
- угловые шумовые 34
- в случае антенной решетки 209
- в случае цели, смещенной относительно равноосигнальной оси 56
- методика расчета 60, 216
- минимальные теоретические 34
- моноимпульсной системы 34, 220, 223
- нормированные отношения ширины луча 35
- угловых координат, анализ 220, 242
- угломестных измерений в трехкоординатной РЛС 239
- шумовые 143, 210
- Парсеваля теорема 322
- Пачка импульсов, измерение доплеровского сдвига частоты 127—135
- Передаточная хар-ка 11, 61, 74, 323, 328
- Плотность вероятности 182—185, 212
- Поверхность с зеркальным отражением 164
- Подавление слабого сигнала 52
- Помехи 174, 228, 234, 239
- Последовательное переключение диаграмм 192, 230
- Потери:
 - детектирования 52, 97
 - на пересечение диаграмм 22, 48
 - на форму луча 20, 98
 - на чрезмерно широкий строб 54, 98
 - согласования видеопередатчика 53
 - коррелятора 109
 - фильтра линейчатого спектра 131
 - фильтра ПЧ 21, 52, 70
- Преобразование аналога в код 202
- координат 252
- Преобразователь аналог — код 204, 205
- Произведение коэффициента усиления на ширину луча 283, 317
- ширины полосы, на время 66
- Прямоугольная система координат 240
- Прямоугольный импульс 66—72, 106

- Разностный канал:
 - диаграмма направл. 17, 30, 142, 300—309
 - коррелятор, чувствительность его 110
 - отношение сигнал/помеха 144, 154
 - производная суммарного канала 17, 30
 - таблицы параметров 273—278
 - чувствительность к ошибке по дальн. 71
 - эквивалент конической развертки 146
- Разрешающая способность 12—16
- влияние многопутности распространения 162, 172
- критерии и определения 15, 148
- по дальности (запаздыванию) 12—16
- по доплеровскому сдвигу частоты 157
- по угловым координатам 319
- при сжатии импульсов 79, 242
- Распределение:
 - гауссово 212
 - релеево-е, амплитудное облучение по раскряпу антенны 274, 302
 - сигнала от цели 185
 - экспоненциальное 186
- Распространение, влияние его 343—366. См. также Рефракция
- Рассеивающие образования 150
- объемного типа 151; 156, 225
- отношение сигнал-помеха 154
- отражательная способность 151
- — — таблица 152
- поверхностного типа 138, 140, 151
- спектр отраженного сигнала 153
- Релеевский критерий неровности 164
- Рефракция:
 - индекс 343, 351
 - ионосферная 361
 - поправки 346, 353
 - тропосферная 343
 - влияние длины пути на ошибки 349
 - кажущаяся флюкт. дальности 352
 - изменения величины 346
 - ошибки по скорости 346
 - спектры флюктуаций дальности 348
- РЛС обнаружения:
 - анализ ошибок (пример) 233
 - крутизна разностного канала 45, 146
 - точность 45, 98, 132
 - трехкоординатная 239
- Свертка 321
- Сглаживание данных 328
- — — задержка 330, 332, 338
- при сигналах, аппроксимируемых полиномом 339
- Сжатие импульса:
 - измерение дальности 79
 - измерение доплеровского сдвига 121
 - неоднозначность дальности — частота 140
- Селекция движущихся целей, влияние на ошибки 157
- Сигнал 64—70, 320—327
- анализ (примеры) 325
- аналогия с антенной 324
- аппроксимируемый полиномом 339—341
- большой длительности 127
- длительность полная 68, 323
- по половинной мощности 67, 322
- среднеквадратичная 65, 112, 322
- эффективная (шумовая) 68, 322
- мощность пиковая 69;
- на последующих развертках 23
- огбающая спектра 104
- с обогащенным спектром 79, 121, 328
- характеристики 64,
- таблицы параметров 74, 115
- энергия 12, 19, 68
- Скорость развертки (обзора) 20
- Следящая система как фильтр 332
- Спровожение. См. также Измерения:
 - на малых углах места 161, 216
 - по фронту импульса 92—95
- РЛС с конической разверткой, анализ ошибок 230

- — — влияние флюкт. амплитуды 192
- — — крутизна сигн. ошибки 19, 34, 133
- — — потери на пересечение д-м 48
- — — сравнение с моноимп. сист. 49
- — — тепловые шумы 47
- — — эквивалент разност. канала 146

Спектр:

- ошибки 214, 327
- сигнала 11, 66, 104, 322
- тропосферных флюктуаций 348
- флюктуаций координат и амплит. 188

Среднеквадратичное значение:

- длительности 19, 112, 322
- полосы частот 19, 72, 322
- прямоугольного импульса 83
- ширины луча 260, 319
- раскрыва 19, 31, 260

Строб дальности 53, 87, 98, 129

Суммарный канал:

- диаграмма направленности 29, 142
- коррелятор 106—109

Теория измерений угловых координат 26—62

- о ~ аналогия с измерениями дальности 64
- Тепловые шумы см. Ошибки шумовые
- Точность 18. См. также Ошибки
- Трехкоординатная РЛС 239

Угол пересечения диаграмм 22

- преотражения 147
- смещения оси диаграммы относительно равносигнальной оси 281

Уравнение радиолокации 19—22

Фазовая моноимпульсная система 222

- Фазовые измерения и сопровождение см.
- Допплеровский сдвиг частоты

Фильтры:

- весовая функция 11, 64, 116, 330
- гребенки для измерения доплеровского сдвига частоты 18, 106
- дифференцирующие 332
- таблица параметров 335

Калмана — Бьюси 253

- несогласованные 74, 115
- передаточная х-ка 11, 64, 74, 323, 328
- — для угловых измерений 355
- приемные, выходной сигнал 64

— описание 69

- таблицы параметров 74, 115
- шумовая ширина полосы 69
- эффективность 70
- сглаживающие 327

— таблица параметров 331

согласованные 70

- для обнаружения 10, 14
- коррелятора 98
- оценка 17
- шумовая ошибка по дальности 84
- — по доплер. сдвигу 114, 131
- с прямоугольной характеристикой 78
- — при прямоугольном импульсе 85

Флюктуации:

- амплитуды сигнала 185—191
- — влияние последовательного переключения диаграмм 192—196
- — примеры 230, 234
- — распределение 185
- — спектр 188

координат 178—185

- аналогия с широкопол. шумом 183
- дальности 180
- двухточечной цели 179
- доплеровского сдвига частоты 179
- многоточечной цели 182
- примеры расчета 223, 242
- угловых 178
- спектр 188
- среднеквадратичное значение 185

Функция:

- автокорреляционная 323
- весовая 10, 64, 115, 330
- дифференциатора 333
- прямоугольная 331
- эквивалентная (шумовая), длительность 69
- экспоненциальная 351
- корреляционная 188
- двумерная 191, 196
- неопределенности Вудворда 14
- неопределенности Рихачека 15
- отклика 13, 69, 105, 323
- в координатах дальность частота 14 69, 105
- в угловых координатах 13
- согласованного фильтра 14
- распределения интегральная ошибок, обусловленных флюкт. координат 184
- — эффективной поверхн. рассеяния 185
- таблицы 366—372

Фурье-преобразование 14, 257, 320

Цели:

- аналогия с шумом 183
- двухточечные 145, 179
- пространственно-распределенные 150
- размеры 180
- эффективное (шумовое) значение 185
- самолетные 182—191, 234
- многоточечные 182—191
- флюктуирующие 185

Частота:

- измерение 103—141. См. также Ошибки
- критическая (ионосферы) 361
- среднеквадратичный разброс при помехах 153

Частотное отклонение луча 196, 240

Частотный интервал 186, 235

- корреляции 186
- спектр см. Спектр

Число выборов:

- помехи 144, 150
- при диффузном отражении 168
- сигнала цели 186
- шумовых 144, 329

Число накапливаемых (интегрируемых) импульсов сигнала 20

Чувствительность к ошибке (крутизна) 30. См. также Крутизна характеристики разностного канала

Шеннона теорема выборов 197

Ширина полосы:

- дискриминатора 126
- дифференциатора 333, 338
- полная 68, 322
- по видеочастоте 54
- по половинной мощности 67, 322
- полная 68, 322
- следающей системы 19, 131, 192
- среднеквадратичная 72, 322
- эффективная (шумовая) 62, 322
- Шумовая ширина луча 260, 32
- — полосы 62, 322

Шумы см. Отношение сигнал/шум; Ошибки

Энергетический коэффициент 18

- одиночного импульса 20
- пачки импульсов 19, 130
- связь с уравнением радиолокации 19

Энергия сигнала 112, 68

- Эффективная поверхность рассеяния цели: амплитудное распределение 185
- моделя Сверлинга 186

Эффективность:

- антенны 20, 29, 38, 42, 2'
- коррелятора 109
- фильтра 70

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие редактора перевода	5
Предисловие авторов	6

Глава 1. ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ ИЗМЕРЕНИЙ

1.1. Обнаружение	10
1.2. Разрешающая способность	12
1.3. Измерения	16
1.4. Применение теории к реальным системам	19
1.5. Краткие выводы	24

Глава 2. ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА

2.1. Параметры антенн	27
2.2. Соотношения для шумовых ошибок	34
2.3. Ошибка, нормированная относительно ширины луча	35
2.4. Характеристики антенны моноимпульсной системы	38
2.5. Характеристики диаграмм направленности при раз- вертке	45
2.6. Влияние обработки сигнала	50
2.7. Краткие выводы	58

Глава 3. ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА

3.1. Параметры радиолокационного сигнала и фильтра	64
3.2. Выражения для шумовых ошибок	73
3.3. Ошибка, нормированная относительно длительности импульса	75
3.4. Прямоугольный импульс	81
3.5. Временной дискриминатор с расщепленным стробом	87
3.6. Сопровождение по фронту импульса	92
3.7. Влияние реальной обработки сигналов	95
3.8. Краткие выводы	100

Глава 4. ИЗМЕРЕНИЕ ДОППЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ В УСЛОВИЯХ ШУМОВ

4.1. Огибающая спектра и его линейчатая структура	104
4.2. Модель измерителя частоты	105
4.3. Соотношения для шумовых ошибок (одиночный им- пульс).	114
4.4. Ошибка, нормированная к ширине полосы сигнала	116
4.5. Частотный дискриминатор	122
4.6. Пачка когерентных импульсов	127
4.7. Влияние реальной обработки сигнала	135

Глава 5. ПРОБЛЕМЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ СИГНАЛОВ

5.1. Ошибка, обусловленная мешающими сигналами	142
5.2. Ошибки, обусловленные близким расположением то- чечных целей	147

5.3.	Пространственно-распределенные цели	150
5.4.	Ошибки из-за многопутного распространения	158
5.5.	Электромагнитные помехи	174
5.6.	Краткие выводы	175

Глава 6. ОШИБКИ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЦЕЛИ

6.1.	Флюктуации координат цели	178
6.2.	Флюктуации амплитуды эхо-сигнала	185
6.3.	Ошибки измерительной системы	191

Глава 7. ДИСКРЕТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ИЗМЕРЕНИЯХ

7.1.	Формирование пачек выборок	197
7.2.	Квантование	201

Глава 8. АНАЛИЗ ОШИБОК РАДИОЛОКАТОРА

8.1.	Математические модели ошибок	210
8.2.	Общая методика анализа ошибок	216
8.3.	Анализ угловых ошибок	220
8.4.	Анализ ошибки по дальности	242
8.5.	Анализ ошибок по доплеровскому сдвигу	247
8.6.	Ошибки в дифференцированных данных	250
8.7.	Преобразование координат	252

Приложение А. Диаграммы направленности антенн и амплитудные распределения поля по раскрыву 255

А.1.	Введение	255
А.2.	Определения и методика нормирования	255
А.3.	Таблицы параметров	261
А.4.	Графики (А.4 — А.20)	281
А.5.	Связи между параметрами антенны	316

Приложение Б. Аналогии с формой сигналов 320

Б.1.	Определения	320
Б.2.	Аналогии	324
Б.3.	Примеры	325

Приложение В. Фильтрация и сглаживание данных 327

В.1.	Сглаживание данных	328
В.2.	Дифференцирование данных	332
В.3.	Сглаживание и оценка сигналов, представленных полиномом	339

Приложение Г. Ошибки, обусловленные распространением волн в атмосфере 343

Г.1.	Тропосферная рефракция	343
Г.2.	Тропосферные флюктуации	348
Г.3.	Влияние ионосферы	361
Г.4.	Сводные данные ошибок, обусловленных распространением	364

Приложение Д. Таблицы функций 366

Приложение Е. Список обозначений 373

Приложение Ж. Список литературы 383

Предметный указатель 386

