

И.Е. КИНКУЛЬКИН
В.Д. РУБЦОВ
М.А. ФАБРИК

ФАЗОВЫЙ
МЕТОД
ОПРЕДЕЛЕНИЯ
КООРДИНАТ



И. Е. КИНКУЛЬКИН, В. Д. РУБЦОВ, М. А. ФАБРИК

ФАЗОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ

Под редакцией И. Е. Кинкулькина



Москва «Советское радио» 1979

УДК 621.396.9.001.1:621.376.4:527.61

Кинкулькин И. Е., Рубцов В. Д., Фабрик М. А. Фазовый метод определения координат.—М.: Сов. радио, 1979.—280 с.

В книге на основе излагаемой теории измерения времени прихода сигналов с учетом их фазовой структуры дан анализ систем определения координат фазовым методом, в том числе наиболее распространенных «Лоран-С» и «Омега». Изложены принципы определения параметров сигнала в присутствии атмосферных и узкополосных радиопомех в приемоиндикаторе на движущемся объекте, даны оптимальные алгоритмы вычисления его координат. Для наиболее важных случаев проводится синтез и анализ цифровых приемоиндикаторов с учетом их применения в составе навигационных комплексов самолетов и кораблей. Анализируется влияние условий распространения сверхдлинных, длинных и средних радиоволн на точность, приводятся алгоритмы для их учета.

Книга представляет интерес для специалистов, связанных с проектированием, производством и эксплуатацией радионавигационных средств и навигационных комплексов самолетов и кораблей, а также научных работников, преподавателей вузов, аспирантов и студентов.

Рис. 86, табл. 7, библи. 173 назв.

*Редакция литературы
по вопросам космической радиоэлектроники*

К $\frac{30402-002}{046(01)-79}$ 12-78 3606040000

Предисловие

Быстрое развитие многих отраслей народного хозяйства в современную эпоху научно-технической революции сопровождается повышением требований к точности определения координат объектов на поверхности Земли и в околоземном пространстве. Развитие авиации и морского транспорта, геологоразведки, исследование и эксплуатация континентального шельфа, картография, прокладка подводных трубопроводов и кабелей — вот далеко не полный перечень, определяющий область применения средств точного вычисления местоположения.

Среди известных методов определения координат фазовый является наиболее точным и универсальным.

К системам и устройствам, реализующим вычисление координат фазовым методом, относятся такие технические средства, которые используют информацию о местоположении объекта, закодированную в фазе несущей принимаемого сигнала, и в частности фазовые и импульсно-фазовые радионавигационные системы, служащие для управления воздушным движением и для обеспечения мореплавания. Однако фазовый метод определения координат — более широкое понятие, охватывающее принципы построения как фазовых, импульсно-фазовых радионавигационных систем, так и других средств, находящихся все большее применение для решения задач, существенно отличающихся от навигационных.

Книга состоит из пяти глав.

В гл. 1 рассматриваются способы определения координат фазовым методом, теория устранения многозначности фазовых измерений, классы радиотехнических сигналов, пригодных для определения координат фазовым методом, а также общие вопросы точности измерения времени прихода сигналов по фазе высокочастотного заполнения в присутствии радиопомех и волн, отраженных от ионосферы.

В гл. 2 с позиции общей теории, изложенной в гл. 1, дано описание наиболее распространенных и технически совершенных фазовых и импульсно-фазовых систем: «Декка», «Омега», «Лоран-С» и др. Значительное внимание уделяется современным методам построения аппаратуры с применением ЭВМ.

В гл. 3 излагаются вопросы теории фазовых измерений в присутствии атмосферных и узкополосных радиопомех. С учетом статистических характеристик атмосферных радиопомех рассматривается вопрос об оптимизации амплитудной характеристики приемника. Оценивается потенциальная точность фазовых измерений на движущемся объекте.

В гл. 4 обсуждаются вопросы построения приемоиндикаторов

с применением бортовых ЭВМ. Даны алгоритмы оценки параметров сигналов. На основе теории оптимальной линейной фильтрации Калмана рассмотрены вопросы синтеза радиотехнических измерителей навигационных параметров и их применения в самолетных или корабельных навигационных комплексах.

Гл. 5 посвящена изложению инженерных методов оценки влияния условий распространения радиоволн на точность определения координат фазовым методом, в том числе учету влияния физических свойств подстилающей поверхности, рельефа, растительности. Значительное внимание уделено методам прогнозирования дополнительной фазы непосредственно в приемоиндикаторах, установленных на объектах.

Системы, основанные на фазовом методе определения координат,— один из наиболее сложных видов радиотехнических систем. В рамках книги небольшого объема авторы стремились с позиции системного анализа рассмотреть наиболее важные аспекты построения подобных систем. Вопросы, всесторонне освещенные в технической литературе, такие как обнаружение и поиск сигналов, фазовые методы пеленгования и др., в этой книге не нашли отражения. Не рассматриваются также некоторые узко специализированные системы диапазона СВЧ.

Все главы книги объединены общим замыслом и их изложение ведется по единому плану, благодаря чему, как полагают авторы, читатель сможет получить достаточно полное представление о проблеме в целом. Однако для того, чтобы книга могла быть полезна максимальному числу читателей, авторы стремились обеспечить возможность чтения различных глав книги независимо.

Участие авторов в написании этой книги выразилось в следующем: И. Е. Кинкулькиным написаны гл. 4 и 5, а также § 1.4—1.6; В. Д. Рубцовым — гл. 3; гл. 2 и § 1.1—1.3 написаны И. Е. Кинкулькиным и М. А. Фабриком совместно; общее редактирование книги выполнено И. Е. Кинкулькиным.

Авторы выражают свою признательность проф., д. т. н. В. С. Шебшаевичу, проф., д. т. н. В. В. Цветнову, д. т. н. Д. А. Пономареву, к. т. н. Н. Н. Ломасову за ряд важных критических замечаний и особенно проф., д. т. н. В. Б. Пестрякову, под руководством которого авторы работали многие годы.

Глава 1

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

1.1. Физические принципы определения координат фазовым методом

Определение координат фазовым методом основывается на свойстве радиоволн распространяться в однородной среде с определенной скоростью и по кратчайшему расстоянию.

Предположим, что в свободном пространстве существует электромагнитное поле, создаваемое антенной передатчика. Тогда на выходе приемной антенны возникает электродвижущая сила $e(t)$. Каждая гармоническая составляющая принятых колебаний будет иметь вид

$$e(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0) = A \cos \varphi, \quad (1.1.1)$$

где A — амплитуда колебания; φ — фаза колебания ($\varphi = \omega t + \varphi_0$); ω — круговая частота колебания; t — время, прошедшее с момента включения передатчика с учетом времени распространения радиоволн; φ_0 — начальная фаза.

Время t можно представить в виде

$$t = t' - t_0 - \tau, \quad (1.1.2)$$

где t' — данный момент времени; t_0 — момент времени, соответствующий включению передатчика; τ — время распространения радиоволн на расстояние r от передающей до приемной антенны

$$\tau = r/c. \quad (1.1.3)$$

Здесь c — скорость распространения радиоволн.

Подставляя (1.1.2) и (1.1.3) в (1.1.1), получаем

$$e(t) = A \cos[\omega(t' - t_0) - \kappa r], \quad (1.1.4)$$

где $\kappa = \omega/c = 2\pi f/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны.

Соответственно фазу принятого колебания можно выразить двумя способами:

$$\varphi = \omega(t_1 - \tau) + \varphi_0, \quad (1.1.4a)$$

или

$$\varphi = \omega t_1 + \varphi'_0, \quad (1.1.5)$$

где

$$t_1 = t' - t_0; \quad \varphi'_0 = \varphi_0 - \omega r/c. \quad (1.1.6)$$

Поэтому зависимость фазы принятого колебания φ от времени распространения τ может быть объяснена следующим образом:

— время распространения сказывается на изменении начала отсчета времени в точке приема (см. (1.1.4a)), т. е. начало отсчета при передаче и приеме не совпадает;

— начальная фаза принятого колебания зависит от времени распространения.

В дальнейшем эти равноценные объяснения будут использоваться без специальных оговорок.

Для определения времени распространения τ необходимо сопоставить фазу принятого колебания φ с фазой φ_1 колебания, полученного от некоторого эталонного опорного генератора, включенного в момент времени t_0 с начальной фазой φ_0 . Частота опорного генератора равна частоте передатчика, при этом разность фаз колебаний ψ можно определить следующим образом: $\psi = \varphi_1 - \varphi$.

Разность фаз колебаний ψ с учетом (1.1.4)—(1.1.6) можно представить как

$$\psi = \varphi_1 - \varphi = \omega(t' - t_0) + \varphi_0 - \omega(t' - t_0) + \omega\tau - \varphi_0 = \omega\tau. \quad (1.1.7)$$

Разность фаз двух колебаний может рассматриваться как мера запаздывания одного колебания по отношению к другому, выраженная в долях периода колебания. Поэтому в некоторых случаях разность фаз удобно выражать в единицах времени:

$$\tau_\psi = \psi / \omega. \quad (1.1.8)$$

Однако надо помнить, что в общем случае при распространении над реальной земной поверхностью физическое значение величины запаздывания радиосигнала τ и параметр τ_ψ неэквивалентны.

Величину τ_ψ иногда называют *фазовым временем распространения*. Принимая, что $\omega = 2\pi/T$ и учитывая (1.1.3), получаем

$$\psi = 2\pi\tau / T = k\tau. \quad (1.1.9)$$

Фазу колебания можно также выразить в градусах, в числе фазовых циклов или его долях *).

Из (1.1.9) вытекает, что приращению разности фаз $\delta\psi$ будет соответствовать изменение расстояния δr ; следовательно,

$$\delta r = \delta\psi / k = (\lambda / 2\pi) \delta\psi \text{ [рад]} = (\lambda / 100) \delta\psi \text{ [с. ц.]} = (\lambda / 360) \delta\psi^\circ. \quad (1.1.10)$$

Отсюда в фазовых системах при точном измерении разности фаз существует возможность измерения расстояний с точностью до малых долей длины волны.

*) В радионавигации обычно фаза отсчитывается в целых и сотых долях фазового цикла (с. ц.), в теории распространения радиоволн, в статистической радиотехнике — в радианах или градусах. Поэтому ниже в этой книге будут использоваться все три единицы. При этом необходимо учитывать нижеследующие соотношения: 1 с. ц. = $3,6^\circ \approx 0,0628$ рад; $1^\circ \approx 0,278$ с. ц. $\approx 0,0174$ рад; 1 рад $\approx 57,3^\circ \approx 15,9$ с. ц.

1.2. Способы определения местоположения фазовым методом

1.2.1. Понятие радионавигационной системы. Комплекс технических средств, предназначенный для определения местоположения объекта, называется радионавигационной системой (РНС) [1]. В настоящее время существует много разновидностей РНС. РНС, основанные на использовании фазового метода определения координат, будем называть фазовыми (ФРНС). В дальнейшем будут рассматриваться также импульсно-фазовые РНС (ИФРНС), являющиеся частным случаем ФРНС. Аппаратуру, с помощью которой производится определение координат по принятым сигналам с измерением разности фаз принятых колебаний, будем называть *приемоиндикатором*, совокупность неподвижных передающих станций, входящих в состав ФРНС — *радионавигационной цепью*, расстояние между двумя станциями, входящими в радионавигационную цепь, вдоль земной поверхности — *базой*, а проходящую через них геодезическую линию — *базовой линией* (или линией базы).

В состав системы кроме приемоиндикаторов входят несколько неподвижных станций. Назначение станций, входящих в состав ФРНС, обуславливается способом определения дальностей фазовым методом, которые используются для вычисления координат.

Известно большое число способов определения координат фазовым методом. Ниже рассмотрены способы, наиболее часто встречающиеся на практике:

- дальномерный способ с высокостабильными генераторами,
- дальномерный способ с переизлучением,
- разностно-дальномерный способ.

Кроме того, будет дано понятие об обратном способе построения разностно-дальномерной ФРНС и о дифференциальном способе.

Способы измерения координат фазовым методом в первую очередь отличаются методами синхронизации устройств, входящих в ФРНС. Временные характеристики формируемых этими устройствами сигналов (частоты, временные диаграммы излучения или приема) контролируются встроенными в них высокоточными часами. Синхронность часов достигается путем их сверки в определенный момент времени. Функции часов в устройствах, входящих в состав ФРНС, выполняют высокостабильные генераторы частоты. Синхронность их работы достигается, если разность начальных фаз известна (часы сверены) и если генерируемые ими частоты равны (скорость хода часов одинакова).

Общим свойством всех ФРНС является синхронизация входящих в них устройств с точностью до фазы несущего колебания. При изучении способов определения координат фазовым методом в целях достижения большей общности изложения конкретная форма сигнала не учитывается.

1.2.2. Дальномерный способ с высокостабильными генераторами. В точке A (рис. 1.2.1, a) на поверхности земли размещена антенна передающего устройства, излучающая высокостабильный сигнал с частотой ω . В точке M , отстоящей от точки A на расстоянии $AM=r$, находится приемоиндикатор, в котором измеряется разность фаз между принятым сигналом и сигналом опорного генератора, имеющего ту же частоту ω . Очевидно, что измерение разности фаз эквивалентно измерению разности показаний часов, расположенных в точках M , и показаний часов A , переданных

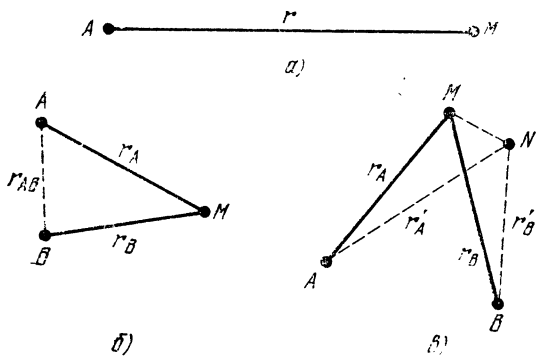


Рис. 1.2.1. Способы определения координат фазовым методом: дальномерный (а); разностно-дальномерный (б); дифференциальный (в).

радиосигналом. Если часы идут синхронно, то разность времен $\tau=r/c$ и соответствующая ей разность фаз $\psi=\omega r/c$. По сути этот способ был описан в § 1.1.

Как следует из (1.1.10), неточная начальная синхронизация по фазе φ_0 обуславливает ошибку в определении дальности $\delta r = =0,01\lambda\varphi_0$, где фаза φ_0 выражена в с. п.

Разность же частот генераторов δf приводит к погрешности, зависящей от времени T , прошедшего с момента синхронизации:

$$\delta r_t = \lambda \delta \psi_T = \lambda \int_0^T \delta f dt.$$

Если разность частот δf за время T может быть принята постоянной, то

$$\delta r_t = \lambda \delta f T = \lambda f (\delta f / f) T = c (\delta f / f) T. \quad (1.2.1)$$

Таким образом, для обеспечения ошибки в измерении дальности $\delta r_t = 1$ км через 5 ч после синхронизации необходимо, чтобы относительная нестабильность генераторов была бы меньше $\delta f / f = = \delta r_t / c T \approx 1,85 \cdot 10^{-10}$.

1.2.3. Дальномерный способ с переизлучением. Способ, описанный выше, предполагал наличие очень точной синхронизации часов (генераторов), расположенных в точках A и M . Здесь будет рас-

смотрен широко распространенный способ измерения дальности, предполагающий отсутствие абсолютной синхронизации часов. Из точки M в момент t_0 передается сигнал в точку A , где производится синхронизация часов по принятому сигналу, т. е. в момент времени $t_0 + \tau$ (τ — время распространения). Затем в момент времени с известной задержкой t_k , часто называемой *базовой* или *кодовой*, передается сигнал, содержащий информацию о показаниях часов в точке A . Этот сигнал приходит в точку M в момент времени $t_0 + \tau + t_k + \tau$. Таким образом, в точке M становится известным, что с учетом времени распространения разность в показаниях часов $\Delta t = 2\tau + t_k$. Соответствующее значение сдвига фаз будет равно

$$\Delta\psi = \omega\Delta t = \omega(2\tau + t_k).$$

Кодовая задержка t_k в зависимости от технических принципов построения системы находится в пределах от нескольких микросекунд до секунд. Очевидно, что в этом случае требования к точности хода часов, вытекающие из формул, становятся легко выполнимыми. В частности, для обеспечения $\delta r_t = 3$ м в течение 1 с стабильность частоты должна быть 10^{-8} , что легко может быть реализовано.

1.2.4. Разностно-дальномерный способ. Для способа, изложенного выше, не требуется точной синхронизации между устройствами, входящими в систему, но предполагается наличие передатчиков как на неподвижной станции, так и на объекте, что во многих случаях оказывается неосуществимым или нежелательным с точки зрения эксплуатации.

Поэтому широкое распространение получил разностно-дальномерный способ, не требующий абсолютной синхронизации и не нуждающийся в передающем устройстве на объекте. По сигналу, излучаемому в точке A (см. рис. 1.2.1, б) в момент времени t_0 , производится синхронизация часов в точке B в момент времени $t_0 + \tau_{AB}$, где $\tau_{AB} = r_{AB}/c$.

Затем с задержкой t_k передается сообщение, которое принимается на объекте в момент времени

$$t_B = t_0 + \tau_{AB} + t_k + \tau_B.$$

Сообщение, переданное из A , принимается в точке M в момент времени $t_A = t_0 + \tau_A$. Здесь $\tau_A = r_A/c$ и $\tau_B = r_B/c$.

Разность моментов времени приема сообщений, равная

$$\Delta t = t_B - t_A = \tau_{AB} + t_k + \tau_B - \tau_A, \quad (1.2.2)$$

не зависит от момента времени t_0 , т. е. точная синхронизация не требуется. Соответствующая величине Δt разность фаз

$$\psi = \omega\Delta t = \omega(\tau_{AB} + t_k) + \kappa(r_A - r_B). \quad (1.2.3)$$

Первое слагаемое представляет собой известную постоянную величину, так как t_k и r_{AB} известны. Поэтому ψ определяется разностью дальностей $r_B - r_A$.

Выражение (1.2.3) можно также получить исходя из следующих соображений. Допустим, что в точке M дальномерным способом (с высокостабильными генераторами) измеряются дальности до двух наземных станций A и B , причем станция B излучает сигнал с известной задержкой $\tau_{AB} + t_k$ относительно станции A . В результате измерений в точке M определяется разность показаний часов в этой точке относительно точек A и B :

$$\Delta t_A = t_0 - t_M + r_A/c,$$

$$\Delta t_B = t_0 - t_M + r_B/c + \tau_{AB} + t_k.$$

Здесь $t_0 - t_M$ — разность показаний часов, расположенных в точках A и M . Следовательно, точность определения r_A и r_B будет зависеть от точности синхронизации в системе. Чтобы исключить влияние точности синхронизации в разностно-дальномерном способе, измерение образуется как разность показаний двух дальномеров, т. е. $\Delta t_B - \Delta t_A$, что и приводит к выражению (1.2.3). Отсюда вытекает название способа.

Отметим, что станции A и B не равноправны: ритм работы системы определяет станция A , которая обычно называется *ведущей*; станцию B называют *ведомой*.

1.2.5. Обращенный разностно-дальномерный способ. В том случае, когда передающее устройство может быть установлено на подвижном объекте, а определение его координат необходимо производить в какой-либо неподвижной точке, используется обращенный разностно-дальномерный способ.

При этом в исходный момент времени t_0 сигнал передается из точки M (см. рис. 1.2.1, б). Станция в точке B работает как и при разностно-дальномерном способе, передавая сообщение о показании своих часов, синхронизированных сигналом из точки M . В этом случае разность моментов времени приема сообщений в точке A , пришедших из точек M и B , и соответствующая им разность фаз будут выражаться теми же формулами (1.2.2) и (1.2.3), что и в разностно-дальномерном способе при измерении в точке M .

Возможен также и другой вариант разностно-дальномерного способа, когда сигнал передается в момент t_A из точки A . Этот сигнал принимается в точке M в момент времени $t_A + \tau_A$ и в момент $t_M = t_A + \tau_A + t_{k(M)}$ переизлучается. Интервал $t_{k(M)}$ — кодовая задержка станции M . Сигнал, переданный из точки M аналогично тому, как это было показано выше, используется для определения разности расстояний $r_B - r_A$ в точке A . Кроме того, возникает возможность измерения суммы расстояний $r_B + r_A$.

Действительно, измеряя разность моментов прихода сигналов t_M в точку A из точек M и B , получаем в соответствии с вышесказанным

$$\Delta t_{BA} = \tau_{AB} + t_k + \tau_B - \tau_A = \tau_{AB} + t_k + (r_B - r_A)/c.$$

Измеряя разность момента прихода сигналов Δt_{BA} из точки B в точку A и момента передачи сигнала из точки A , получаем

$$\begin{aligned} \Delta t_{BA} = t_B - t_A &= (\tau_{AB} + t_k + \tau_B + t_M) - t_A = \tau_{AB} + t_k + \tau_B + t_A + \tau_A + \\ &+ t_{k(M)} - t_A = \tau_{AB} + t_k + t_{k(M)} + \tau_A + \tau_B = \tau_{AB} + t_k + t_{k(M)} + \\ &+ (r_A + r_B)/c. \end{aligned}$$

Поскольку $\tau_{AB} + t_k + t_{k(M)}$ — известная постоянная величина, то по измеренной величине Δt_{BA} можно определить сумму расстояний $r_A + r_B$.

1.2.6. Дифференциальный способ. В тех случаях, когда синхронизация станций затруднительна, может быть применен дифференциальный, или компенсационный, способ (см. рис. 1.2.1, β). Пусть в момент t_A станция A передает сигнал. Независимо от этого в момент t_B излучает станция B . Эти сигналы будут приняты контрольным пунктом, расположенным в точке N соответственно в моменты времени $t_A + r'_A/c$ и $t_B + r'_B/c$, после чего в этой точке производится синхронизация часов. Затем через время t_k передаются их показания, которые будут приняты в точке M через время $t_k + r_{MN}/c$ после приема соответствующих сигналов в точке M , т. е. в моменты времени:

$$\begin{aligned} t_{MA(N)} &= t_A + r'_A/c + t_k + \tau_{MN}, \\ t_{MB(N)} &= t_B + r'_B/c + t_k + \tau_{MN}. \end{aligned}$$

Здесь τ_{MN} — время распространения сигнала из точки M в N .

Ранее в точке M были приняты сигналы, переданные из точек A и B в моменты времени

$$t_{MA} = t_A + r_A/c; \quad t_{MB} = t_B + r_B/c.$$

После измерения разностей

$$\Delta t_A = t_{MA(N)} - t_{MA} \quad \text{и} \quad \Delta t_B = t_{MB(N)} - t_{MB}$$

получим

$$\begin{aligned} \Delta t_A &= r'_A/c + t_k + \tau_{MN} - r_A/c, \\ \Delta t_B &= r'_B/c + t_k + \tau_{MN} - r_B/c. \end{aligned}$$

Если частоты станций A и B примерно одинаковы, т. е. $\omega_A \approx \omega_B \approx \omega$ и $\Delta\omega = \omega_A - \omega_B \ll \omega$, то можно определить разность фаз

$$\begin{aligned} \psi &= \omega_A \Delta t_A - \omega_B \Delta t_B \approx \omega (r_B - r_A) / c - \\ &- \omega (r'_B - r'_A) / c + \Delta\omega (t_k + \tau_{MN}). \end{aligned} \quad (1.2.4)$$

Из (1.2.4) вытекает, что при использовании компенсационного способа не предъявляются высокие требования к точному знанию разности частот Δf и времени $t_k + \tau_{MN}$.

В целях иллюстрации рассмотрим пример. Пусть $\Delta f = 1$ Гц, $t_k + \tau_{MN} = 10$ мс. Тогда последнее слагаемое в (1.2.4) будет $\psi = 1$ с. ц. Если $\Delta\omega \approx 0$, то согласно (1.1.9)

$$\psi = \omega(r_B - r'_B)/c - \omega(r_A - r'_A)/c.$$

Это выражение можно представить в виде

$$\psi - \psi_0 = \omega(r_B - r_A)/c,$$

где $\psi_0 = \omega(r'_B - r'_A)/c$ является разностью фаз, измеренной в точке N .

Таким образом, данный способ может рассматриваться как метод автоматической компенсации (коррекции) разности фаз ψ_0 в приемоиндикаторе, произведенной путем вычитания показаний, полученных в точке N .

Очевидно, что погрешность при определении разности расстояний $r_B - r_A$ будет определяться погрешностью измерений $\psi - \psi_0$. Отсюда и происходит название способа.

1.3. Методы вычисления координат объекта по данным радиотехнических измерений

1.3.1. Некоторые понятия теории навигации. Определение координат объекта сводится к измерению геометрических величин, однозначно характеризующих положение объекта относительно известных точек земной поверхности. ФРНС позволяют по измеренным фазам принимаемых радиосигналов определять длину трассы распространения радиоволн (дальномерными способами) или разность длин трасс (разностно-дальномерным способом).

Геометрические величины (расстояния или их разности), определяющие местоположение объекта в пространстве, называются *навигационными параметрами* (НП), а эквивалентные им измеряемые радиотехнические величины (фазы или времена прихода сигналов) — *радионавигационными параметрами* (РНП).

Множество точек в пространстве, для которых НП является постоянным, представляет собой *поверхность положения*. Пересечение двух поверхностей, каждая из которых соответствует определенным значениям двух различных НП, представляет собой пространственную кривую, называемую *линией положения*. Пересечение поверхности положения с земной поверхностью образует линию положения на поверхности Земли. Положение объекта на земной поверхности определяется точкой пересечения двух таких линий положения.

Конфигурация линий положения зависит от способа определения координат. Некоторые геометрические свойства линий положения в системах, использующих разностно-дальномерный способ определения дальности, аналогичны свойствам гиперболы. Поэтому такие системы иногда называют гиперболическими.

Линии положения для некоторых ФРНС наносят на географические карты. Однако в последнее время в связи со значительным прогрессом в области вычислительной техники вычисление коор-

динат объекта по данным радиотехнических измерений все чаще выполняется ЭВМ, встроенной в приемоиндикатор или установленной на объекте.

На рис. 1.3.1 изображена геометрическая схема ФРНС. В состав радионавигационных цепей может входить различное число станций. Дальномерная РНС может состоять как минимум из двух станций. Для определенности предположим, что эти станции, расположенные в точках N и K .

Разностно-дальномерная РНС в общем может состоять как минимум из двух пар станций: $N-K$ и N_1-L . Допустим, что N и N_1 — ведущие станции соответствующих пар. В этом случае d_1 , d_2 и d — базы. Нередко база d равна нулю. Тогда станция N является общей ведущей для обеих пар. Допустим, что подвижный объект расположен в точке P — Северный полюс Земли). Естественно, что для определения координат объекта $[\varphi, \lambda]$ необходимо знать координаты неподвижных станций N, K, N_1, L : $[\varphi_1, \lambda_1], [\varphi_2, \lambda_2], [\varphi'_1, \lambda'_1], [\varphi_3, \lambda_3]$. Решение навигационных задач обычно осуществляется с использованием геодезических координат. Для решения задач высшей геодезии часто также применяют систему координат с геодезической долготой λ и так называемой приведенной широтой. Приведенная широта u связана с геодезической широтой φ уравнением

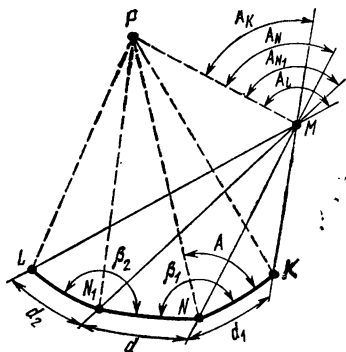


Рис. 1.3.1. Геометрическая схема ФРНС.

Для решения задач высшей геодезии часто также применяют систему координат с геодезической долготой λ и так называемой приведенной широтой. Приведенная широта u связана с геодезической широтой φ уравнением

$$u = \arctg(\sqrt{1 - e^2} \operatorname{tg} \varphi),$$

где e — первый эксцентриситет меридианного эллипса земного сфероида; $e^2 = 0,006693421623$.

Алгоритмы вычисления координат по измеренным НП в литературе по радионавигационным системам отсутствуют. Выводы соответствующих формул, осуществляемые методами высшей геодезии, очень громоздки и здесь полностью не могут быть приведены. Однако, учитывая исключительную важность вопроса и в интересах полноты изложения, ниже приведены наиболее универсальные алгоритмы вычисления координат.

1.3.2. Универсальный алгоритм вычисления координат. Предположим, что каждую из координат объекта можно рассматривать как компоненту двух- или трехкомпонентного вектора x . Измеряемые НП будут рассматриваться как компоненты p_i вектора p . Его размерность должна быть не менее размерности вектора x . Очевидно, каждый из измеряемых РНП p_i является известной функ-

цией координат объекта или в векторной форме

$$\mathbf{p} = f(\mathbf{x}). \quad (1.3.1)$$

В общем случае величины p_i могут быть результатами измерений РНП по сигналам станций, входящих как в одну радионавигационную цепь, так и в разные радионавигационные цепи однотипных РНС. Более того, вектор \mathbf{p} может включать данные измерений по сигналам РНС разного типа и даже данные, полученные от нерадиотехнических навигационных систем.

Введем теперь матрицу \mathbf{M} частных производных

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \frac{\partial p_1}{\partial x_1} & \frac{\partial p_1}{\partial x_2} & \frac{\partial p_1}{\partial x_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial p_n}{\partial x_1} & \frac{\partial p_n}{\partial x_2} & \frac{\partial p_n}{\partial x_3} \end{bmatrix}. \quad (1.3.2)$$

Тогда, разлагая в ряд Тэйлора (1.3.1) в окрестности точки \mathbf{x}_0 и сохраняя только члены первого порядка малости, будем иметь

$$\mathbf{p} = \mathbf{p}_0 + \mathbf{M}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0),$$

где $\mathbf{p}_0 = f(\mathbf{x}_0)$.

Это выражение можно переписать в виде $\Delta \mathbf{p} = \mathbf{M} \Delta \mathbf{x}$, где $\Delta \mathbf{p} = \mathbf{p} - \mathbf{p}_0$, $\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0$.

Предположим, что известна ковариационная матрица \mathbf{D} ошибок измерения навигационных параметров:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1 \sigma_2 r_{12} & \dots & \sigma_1 \sigma_n r_{1n} \\ \sigma_1 \sigma_2 r_{12} & \sigma_2^2 & \dots & \sigma_2 \sigma_n r_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_1 \sigma_n r_{1n} & \sigma_2 \sigma_n r_{2n} & \dots & \sigma_n^2 \end{bmatrix}. \quad (1.3.3)$$

Здесь σ_i^2 — дисперсия ошибок измерения параметра p_i , выраженная в единицах длины, при этом $\sigma_i = \lambda \sigma_\varphi = 300 \sigma_t$, где σ_φ — среднеквадратическая погрешность измерения фазы (выраженная в сотых долях фазового цикла) и σ_t — среднеквадратическая погрешность измерения времени прихода сигнала в микросекундах; r_{ij} — коэффициент корреляции погрешностей измерения параметров p_i и p_j .

Если погрешности измерения РНП являются нормальными случайными величинами, то максимально правдоподобную оценку вектора координат $\widehat{\Delta \mathbf{x}}$ можно определить следующим образом:

$$\widehat{\Delta \mathbf{x}} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{p}, \quad (1.3.4)$$

где $\mathbf{C} = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{M}^T \mathbf{D}^{-1}$, $\mathbf{V} = \mathbf{M}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{M}$ (\mathbf{M}^T — транспонированная матрица \mathbf{M}).

При этом ковариационная матрица \mathbf{W} погрешностей определяемых координат будет

$$\mathbf{W} = \mathbf{B}^{-1} = (\mathbf{M}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{M})^{-1}. \quad (1.3.5)$$

Если закон распределения погрешностей p_i отличается от нормального, то оценка (1.3.4) перестает быть максимально правдоподобной. Однако эту оценку и ковариационную матрицу \mathbf{W} , определенную выражением (1.3.5), можно получить, применяя метод наименьших квадратов, обычно используемый на практике.

Элементы матрицы \mathbf{M} . Используя методы дифференциальной геометрии, можно получить следующую дифференциальную формулу:

$$dl = \sqrt{1 - e^2 \cos^2 u} \cos \mathcal{A} du + \cos u \sin \mathcal{A} d\lambda.$$

Здесь dl — дифференциал длины геодезической линии, соединяющей неподвижную станцию с объектом, имеющим координаты u и λ ; \mathcal{A} — угол между геодезической линией и меридианом в точке расположения объекта (обратный азимут станции). Пусть $[\varphi_i, \lambda_i]$ и $[\varphi, \lambda]$ — соответственно координаты станции и объекта. Тогда обратный азимут \mathcal{A} можно найти из соотношения

$$\sin \mathcal{A} = \cos \varphi_i \sin (\lambda - \lambda_i) / \sin s_i,$$

где

$$s_i = \arccos [\sin \varphi_i \sin \varphi + \cos \varphi_i \cos \varphi \cos (\lambda_i - \lambda)]. \quad (1.3.6)$$

Пренебрегая величинами порядка e^2 , можно получить матрицу частных производных размером $n \times 2$. При этом линии положения, найденной дальномерным способом, будет соответствовать строка $\cos \mathcal{A}_i, \cos \varphi_i \sin \mathcal{A}_i$; для линии положения, найденной разностно-дальномерным способом, строка будет следующей:

$$-2 \sin \gamma_{ii} \sin \delta_{ii}, \quad 2 \cos \varphi \cos \gamma_{ii} \sin \delta_{ii},$$

где \mathcal{A}_i — обратный азимут i -й ведущей станции РНС.

Углы γ_{ii} и δ_{ii} равны

$$\gamma_{ii} = (\mathcal{A}_i + \mathcal{A}_i) / 2; \quad \delta_{ii} = (\mathcal{A}_i - \mathcal{A}_i) / 2.$$

Здесь \mathcal{A}_i — обратный азимут ведомой станции.

Вычисление координат в реальном времени. Теперь координаты движущегося объекта можно вычислить по следующему итерационному алгоритму:

$$\widehat{\mathbf{p}}_i^{(n)} = \mathbf{f}_i(\mathbf{x}^{(n-1)}), \quad \mathbf{x}^{(n)} = \mathbf{x}^{(n-1)} + \mathbf{B}^{-1} \mathbf{M}^T \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{p}^{(n)} - \widehat{\mathbf{p}}^{(n)}). \quad (1.3.7)$$

Здесь $\mathbf{p}^{(n)}$ — полученный на n -м шаге итерационного процесса вектор измеренных параметров. В качестве $\mathbf{x}^{(0)}$ следует принять значения координат, известных априорно.

Если вычисления выполняются в геодезических координатах на поверхности Земли, то $p_i^{(n)}$, измеренный дальномерным способом, будет равен

$$p_i^{(n)} = d_i^{(n)} / c, \quad (1.3.8a)$$

для разностно-дальномерного способа

$$p_{ii}^{(n)} = (d_i^{(n)} - d_l^{(n)})/c. \quad (1.3.86)$$

Здесь $d_i^{(n)}$ и $d_l^{(n)}$ — длины геодезических линий, соединяющие объект с i -й (ведомой) станцией и l -й (ведущей) для n -го шага: $d_i^{(n)} = a(s_i^{(n)} + \delta s_i^{(n)})$, где $a = 6\,378\,245$ м — экваториальный радиус Земли, величина $s_i^{(n)}$ определена формулой (1.3.6).

Величина $\delta s_i = d_i - \sigma_i$, где σ_i — длина дуги большого круга на поверхности сферы радиуса a , проходящего через точки с координатами $[\varphi_i, \lambda_i]$ и $[\varphi, \lambda]$. Формулы для вычисления δs обычно представляют собой ряды, члены которого пропорциональны четным степеням первого или второго эксцентриситета меридианного эллипса земного сфероида. Для рассматриваемого случая достаточно ограничиться первым членом ряда. В этой связи для вычисления δs может быть предложена формула

$$\delta s_i = -0,25(e')^2 s_i \left[1 - c_i^2 - 6 \sin \varphi_i \sin \varphi \frac{\sin s_i}{s_i} + 3(1 - c_i^2) \frac{\sin 2s_i}{2s_i} \right],$$

где $[\varphi_i, \lambda_i]$ и $[\varphi, \lambda]$ — соответственно координаты неподвижной станции и объекта; $(e')^2 = 0,00673852542$ — второй эксцентриситет; $c_i = \sin(\lambda - \lambda_i) \cos \varphi \cos \varphi_i / \sin s_i$.

Для вычислений с приведенной широтой применима формула

$$\delta s_i = -0,25e^2 s_i \left[1 - c_i^2 - 2 \sin u_i \sin u \frac{\sin s_i}{s_i} + (1 - c_i^2) \frac{\sin 2s_i}{2s_i} \right].$$

Для решения аналогичных задач в США используется метод Содано [2], разработанный для вычислений с приведенной широтой, и формула Андуге — Ламберта [3, 4]:

$$\delta s_i = -0,25e^2 \left[(s_i + 3 \sin s_i) \cos^2 \frac{\varphi + \varphi_i}{2} \sin^2 \frac{\varphi - \varphi_i}{2} \left(\cos^2 \frac{s_i}{2} \right)^{-1} + (s_i - 3 \sin s_i) \sin^2 \frac{\varphi + \varphi_i}{2} \cos^2 \frac{\varphi - \varphi_i}{2} \left(\sin^2 \frac{s_i}{2} \right)^{-1} \right].$$

Эта формула в случае приведенных широт имеет вид

$$\delta s_i = -0,25e^2 \left[(s_i + \sin s_i) \cos^2 \frac{u + u_i}{2} \sin^2 \frac{u - u_i}{2} \left(\sin^2 \frac{s_i}{2} \right)^{-1} + (s_i - \sin s_i) \sin^2 \frac{u + u_i}{2} \cos^2 \frac{u - u_i}{2} \left(\cos^2 \frac{s_i}{2} \right)^{-1} \right].$$

Формулы для вычисления δs не применимы, когда объект расположен в окрестности точки — антипода по отношению к неподвижной станции, что, впрочем, не имеет практического значения, так как в этой области невозможно точное определение координат фазовым методом.

Погрешность определения координат при вычислениях с введенными широтами не превосходит величины, равной $2,1 \cdot 10^{-6} dM$, где d — расстояние от объекта до наиболее удаленной станции радионавигационной цепи, M — коэффициент, определенный ниже. При вычислениях в геодезических координатах погрешность может быть в 3—4 раза больше.

Точность определения координат. При использовании прямоугольной или криволинейной ортогональной систем координат дисперсия σ_r^2 оценки координат объекта будет определяться диагональными элементами ковариационной матрицы погрешностей \mathbf{W} (см. (1.3.5)). В частности, для геодезических координат будем иметь

$$\sigma_r^2 = w_{11} + (\cos^2 \varphi) w_{22}. \quad (1.3.9)$$

В случае равноточных измерений с некоррелированными погрешностями имеем $\mathbf{D} = \sigma^2 \mathbf{I}$, где \mathbf{I} — единичная матрица, а σ^2 — дисперсия измерения радионавигационных параметров. В этом случае из (1.3.9) следует, что $\sigma_r^2 = M\sigma^2$, причем коэффициент $M^2 = v_{11} + (\cos^2 \varphi) v_{22}$. Здесь v_{11} и v_{22} — диагональные элементы матрицы $\mathbf{V} = (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1}$.

Коэффициент M полностью определяется геометрическими соотношениями и называется *геометрическим фактором*. В частном случае, когда объект расположен на Земле, т. е. его местоположение определяется по двум линиям положения, нетрудно показать, что $M = (g_1^{-2} + g_2^{-2}) / |\sin \gamma|$. Здесь γ — угол пересечения линий положения в точке нахождения объекта; g_1 и g_2 — коэффициенты.

Для дальномерного способа с учетом обозначений, введенных на рис. 1.3.1, следует положить:

$$g_1 = g_2 = 1, \quad \gamma = \mathcal{A}_N - \mathcal{A}_K;$$

для дальномерного способа с переизлучением

$$g_1 = g_2 = 2, \quad \gamma = \mathcal{A}_N - \mathcal{A}_K;$$

для разностно-дальномерного способа

$$g_2 = 2 [\sin(\mathcal{A}_{N_1} - \mathcal{A}_L)/2]^{-1}, \quad g_1 = 2 [\sin(\mathcal{A}_N - \mathcal{A}_K)/2]^{-1},$$

$$\gamma = (\mathcal{A}_K + \mathcal{A}_N - \mathcal{A}_{N_1} - \mathcal{A}_L)/2.$$

Квазидальномерный метод повышения точности. Сравнивая величину M для дальномерного способа с опорным генератором и разностно-дальномерного способа можно убедиться, что при равных расстояниях от неподвижных станций до объекта, при равных расстояниях между крайними станциями радионавигационной цепи и равной точности измерения РНП дальномерный способ обеспечивает заметный выигрыш в точности определения местоположения объекта. Поэтому в последнее время широкое распространение получил так называемый квазидальномерный метод определения координат в разностно-дальномерных системах.

Этот метод основан на оценке времени расхождения $t_{\text{оп}}$ часов (см. п. 1.2.2) на объекте и на неподвижных станциях по результатам измерения времен прихода сигналов (или их фаз) от трех или более станций радионавигационной цепи. В частности, в результате определения координат в разностно-дальномерной РНС может быть найдено время $t_{\text{оп}} = t_1 - s_1/c$, где s_1 — длина геодезической линии, соединяющей объект и ведущую станцию; t_1 — измеренное время прихода сигнала ведущей станции. Так как $t_{\text{оп}}$ — медленно меняющаяся величина, то она может быть оценена с более высокой точностью, чем времена прихода сигналов от различных станций ФРНС: t_1, t_2 и t_3 (см. § 3.3).

Уточненное значение $t_{\text{оп}}$ может быть использовано для вычисления исправленных значений времен прихода сигналов от всех станций системы: $\tilde{t}_1 = t_1 - \tilde{t}_{\text{оп}}$, $\tilde{t}_2 = t_2 - \tilde{t}_{\text{оп}}$, ..., $\tilde{t}_n = t_n - \tilde{t}_{\text{оп}}$.

Затем дальномерным способом, используя все линии положения, могут быть определены координаты объекта. В гл. 4 дан наилучший алгоритм определения координат объекта с реализацией квазидальномерного метода.

Итерационный алгоритм вычисления координат. Значительный практический и теоретический интерес представляют собой прямые итерационные методы вычисления координат объекта по результатам радионавигационных измерений. Ниже описан наиболее универсальный алгоритм этого типа

$$\varphi = \arcsin(\sin \varphi_1 \cos s_1 + \cos \varphi_1 \sin s_1 \cos \mathcal{A}_1),$$

$$\mathcal{A}_1 = \mathcal{A} - \vartheta, \quad \lambda = \lambda_1 + \arcsin(\sin \mathcal{A}_1 \sin s_1 / \cos \varphi).$$

Величины s_1 и ϑ определяются по формулам, данным ниже для РНС разных видов.

В дальномерной РНС радионавигационными параметрами являются p_1 и p_2 — измеренные времена прихода сигналов от станций N и K (рис. 1.3.1). Тогда следует положить

$$s_1 = p_1 c / a - \delta s_1, \quad s_2 = (p_2 - t_2) c / a - \delta s_2.$$

Здесь t_2 — кодовая задержка для станции K (п. 1.2.3), формулы для вычисления δs_1 и δs_2 даны выше. Далее находим

$$\vartheta = \arccos(\cos s_2 - \cos d_1 \cos s_1) / \sin d_1 \sin s_1,$$

$$\text{где } d_1 = \arccos[\sin \varphi \sin \varphi_1 + \cos \varphi \cos \varphi_1 \cos(\lambda - \lambda_1)].$$

Для вычисления параметров s_1 и ϑ в разностно-дальномерных РНС необходимы более громоздкие выкладки. Пусть τ_1 и τ_2 — разности времен распространения, измеренные для пар станций $N-K$ и N_1-L . Обозначим

$$p_1 = (\tau_1 - t_{K1}) c / a - (\delta s_2 - \delta s_1), \quad p_2 = (\tau_2 - t_{L2}) c / a - (\delta s_3 - \delta s'_1).$$

Здесь $\delta s_1, \delta s'_1, \delta s_2$ и δs_3 вычисляются для геодезических линий MN, MN_1, MK и MP соответственно; t_{K1} и t_{L2} — кодовые задержки станции K и L . Тогда

$$\cos \vartheta = (CD \pm \sqrt{D^2 + E^2 - C^2 E})^{1/2} / (D^2 + E^2),$$

где

$$C = |(\cos p_1 - \cos d_1) \sin p_2 - (\cos p_1 - u) \sin p_1|,$$

$$D = |(\cos p_2 - u) \sin d_1 - (\cos p_1 - \cos d_1) \omega|,$$

$$E = |(\cos p_1 - \cos d_1) \omega|,$$

$$u = \sin d \sin d_2 \cos \beta_2 + \cos d \cos d_2,$$

$$v = \sin d \cos d_2 \cos \beta_1 - \sin d_2 (\cos d \cos \beta_1 \cos \beta_2 - \sin \beta_1 \sin \beta_2),$$

$$\omega = \sin d \cos d_2 \sin \beta_1 - \sin d_2 (\cos d \sin \beta_1 \cos \beta_2 + \cos \beta_1 \sin \beta_2),$$

$$d = \arccos[\sin \varphi_1 \sin \varphi'_1 + \cos \varphi_1 \cos \varphi'_1 \cos (\lambda_1 - \lambda'_1)],$$

$$d_2 = \arccos[\sin \varphi'_1 \sin \varphi_2 + \cos \varphi'_1 \cos \varphi_2 \cos (\lambda'_1 - \lambda_2)].$$

В случае общей для двух пар ведущей ($d \rightarrow 0$)

$$u = \cos d_2; \quad v = \sin d_2 \cos \beta; \quad \omega = \sin d_2 \sin \beta;$$

$$s_1 = \arctg(\cos p_1 - \cos d_1) / (\sin p_1 + \sin d_1 \cos \vartheta).$$

Программа вычисления координат на объекте выполняется в реальном времени и является циклической. Результаты вычислений периодически выдаются штурману или поступают в систему автоматического управления объектом. Значения координат объекта, полученные в предыдущем цикле, могут быть использованы для вычисления δs_i для следующего цикла. Так как величины δs_i относительно медленно изменяются при изменении координат объекта, то снижение точности при этом не происходит. Поэтому шаг итерационного процесса может быть одновременно и циклом программы вычисления координат.

Таким образом, в условиях циклических вычислений в реальном времени преимущества неитерационного метода исчезают. Итерационный алгоритм, изложенный в п. 1.3.2, не только более универсален, но и обеспечивает более точное определение координат, так как позволяет использовать избыточные данные с учетом весовых коэффициентов, зависящих от точности измерений. Кроме того, все вычисления по неитерационному алгоритму должны выполняться с высокой точностью (до 30-го—32-го двоичного разряда). При использовании универсального алгоритма вычисления с высокой точностью необходимо выполнять только по формулам (1.3.6)—(1.3.8а или б). Основной объем вычислений — расчет элементов матриц и операции с ними может выполняться с пониженной точностью (12—16 разрядов).

1.4. Многозначность измерения НП фазовым методом и ее устранение

1.4.1. Многозначность измерения НП и методы ее устранения. Как было показано в § 1.3, навигационные параметры определяются в результате измерения временных интервалов. В радиотехнических системах измерение временных интервалов осуществляется сопоставлением их с длительностью периода колебаний эталонного генератора. В качестве эталонных колебаний можно использовать принимаемый сигнал. В случае фазовых измерений запаздывание одного сигнала относительно другого выражается

в сотых долях фазового цикла. Следовательно, при измерении параметров фазовым методом может быть определена только дробная часть числа, выражающего продолжительность измеряемого временного интервала в масштабе периода эталонного колебания.

Нулевым значениям измеряемой разности фаз принимаемых сигналов соответствуют временные интервалы, длительность которых точно равна целому числу периодов эталонных колебаний. Этим значениям временных интервалов на земной поверхности отвечает определенное семейство линий положения. Часть земной поверхности, ограниченная двумя соседними линиями положения этого семейства, называется *дорожкой*.

При измерении координат фазовым методом НП в момент пересечения объектом одной дорожки получают приращение, равное одной длине волны λ . При измерении координат фазовым методом на объекте вырабатывается информация относительно его положения внутри дорожки; информация о том, внутри какой дорожки объект находится, должна быть получена в результате устранения многозначности фазовых измерений.

Устранение многозначности при определении координат фазовым методом обычно осуществляется применением многошкального измерения НП. (Другой, менее общий метод, рассматривается ниже.) Предположим, что НП определяется измерителями, каждый из которых, кроме, может быть, одного, обладает многозначностью. Цена деления шкалы и соответствующая ей ширина дорожки предполагается различной для каждого измерителя. Примером такого многошкального измерителя могли бы быть часы, у которых секунды, минуты и часы измеряются независимо работающими измерителями времени.

Предположим, что каждому измерителю соответствует собственное семейство линий положения. Допустим, что эти семейства линий положения конгруэнтны. Ширина дорожек соответственно будет разной в каждой системе линий положения, точность измерения НП также будет неодинаковой. Цена деления шкалы первого наиболее точного измерителя и соответственно ширина дорожки точного определения будут наименьшими. Цена деления шкалы второго более грубого измерителя и соответственно ширина его дорожки предполагается в i_{2-1} раз большей, чем у первого. Ширина дорожки, соответствующей третьему измерителю, будет в i_{3-2} раза большей, чем для второго измерителя и т. д.

Числа i_{2-1} , i_{3-2} , i_{4-3} , ... называются *коэффициентами сопряжения*.

Многошкальный отсчет при определении координат фазовым методом можно осуществить многими методами. Конгруэнтные системы линий положения могут быть получены только в том случае, если для многошкального измерения используются сигналы, излучаемые теми же станциями, что и сигналы точного измерения, обеспечивающие получение семейства линий положения с минимальной шириной дорожки. Неконгруэнтные системы линий поло-

жения для устранения многозначности неудобны и здесь не рассматриваются.

Очевидно, для получения конгруэнтных семейств линий положения с разными по ширине дорожками должны быть использованы периодические сигналы с разными по величине периодами. Такие сигналы могут быть образованы следующими тремя методами.

1. *Метод с измерением РНП на сильно отличающихся частотах.* Наземные станции излучают сигналы, частоты которых находятся в отношении i_{2-1} , i_{3-2} , ... Действительно, в этом случае разности фаз, измеренные на частотах f_1 , f_2 , f_3 , будут равны (см. 1.1.7)

$$\psi_1 = f_1 \Delta t; \quad \psi_2 = f_2 \Delta t; \quad \psi_3 = f_3 \Delta t,$$

где Δt — измеряемый временной интервал (разность фаз ψ здесь и далее выражена в фазовых циклах).

Предположим, что $f_1 > f_2 > f_3$. Тогда коэффициенты сопряжения будут

$$i_{2-1} = f_1 / f_2 = T_2 / T_1 = \lambda_2 / \lambda_1, \quad i_{3-2} = f_2 / f_3 = T_3 / T_2 = \lambda_3 / \lambda_2.$$

Здесь λ_1 , T_1 ; λ_2 , T_2 и λ_3 , T_3 — длины волн и периоды колебаний, соответствующие частотам f_1 , f_2 и f_3 .

2. *Метод с измерением временного интервала модулированного сигнала.* Сигналы, излучаемые наземными станциями, модулированы по периодическому закону. При этом период модуляции равен T_M . В этом случае многозначность измерения временного интервала Δt на несущей частоте с периодом T_1 может быть устранена до уровня, определяемого величиной T_M .

3. *Метод разностных измерений РНП на близких частотах.* Неподвижные станции излучают сигналы, разности частот несущих колебаний которых малы по сравнению с самими несущими: f_1 , f_2 , f_3 , ..., f_n . Тогда при измерении временного интервала Δt фазовым методом получим

$$\psi_1 = f_1 \Delta t, \quad \psi_2 = f_2 \Delta t, \quad \dots, \quad \psi_n = f_n \Delta t. \quad (1.4.1)$$

Пусть $f_1 > f_2 > f_3 > \dots > f_{n-1} > f_n$. Тогда могут быть образованы $n-1$ разности:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_2 &= \psi_1 - \psi_2 = (f_1 - f_2) \Delta t, \\ \Delta\psi_3 &= \psi_1 - \psi_3 = (f_1 - f_3) \Delta t, \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ \Delta\psi_n &= \psi_1 - \psi_n = (f_1 - f_n) \Delta t. \end{aligned} \quad (1.4.2)$$

Эти $n-1$ разности отсчетов вместе с величинами ψ_1 , найденными из (1.4.1), представляют n -шкальное измерение Δt . Коэффициентами сопряжения в этом случае будут величины

$$i_{2-1} = f_1 / (f_1 - f_2), \quad i_{3-2} = (f_1 - f_2) / (f_1 - f_3), \dots, \\ i_{n-(n-1)} = (f_1 - f_{n-1}) / (f_1 - f_n).$$

Очевидно, что все три метода могут быть применены как для дальномерного, так и разностно-дальномерного способов определения координат. Выбор одного из трех методов устранения многозначности зависит от конкретного применения ФРНС. Для первого метода Δt соответствует разности времен между приходом сигнала и временем, определяемым опорным генератором на объекте; для второго — $\Delta \hat{t}$ — разность времен прихода сигналов от двух неподвижных станций.

1.4.2. Эвристические алгоритмы устранения многозначности многошкальных измерителей. Рассмотрим сначала алгоритм устранения многозначности двухшкального измерителя. Пусть t_1 — результат измерения, полученный по первой (точной) шкале и t_2 — результат измерений по второй (грубой) шкале.

Допустим, что T_1 — период однозначного определения по точной шкале и что величина t_2 определена однозначно. Очевидно, что t_1 можно представить в виде

$$t_1 = (N + n)T_1,$$

где N — целое число; $0 \leq n < 1$ — дробь. Тогда устранение многозначности по результату измерения t_2 предполагает коррекцию числа N . Допустим сначала, что величина $R = (t_2 - t_1) / T_1$ — целое число. Тогда однозначно определенное значение временного интервала будет

$$\hat{t} = t_1 + RT_1. \quad (1.4.3)$$

Однако, ввиду того что t_1 и особенно t_2 измеряются с погрешностями, величина R может содержать дробную часть.

Очевидно, в этом случае величину R следует округлить до ближайшего целого числа*), т. е.

$$R = [(t_2 - t_1) / T_1 + 1/2 \operatorname{sign}(t_2 - t_1)]. \quad (1.4.3a)$$

Для упрощения следующих ниже выражений слагаемое $1/2 \operatorname{sign}[t_2 - t_1]$, входящее в (1.4.3), обозначается через g , т. е. $R = [(t_2 - t_1) / T_1 + g]$.

Тогда из (1.4.3) и (1.4.3a) получим

$$t = t_1 + T_1 [(t_2 - t_1) / T_1 + g]. \quad (1.4.4)$$

Предположим теперь, что измерение временного интервала осуществляется многошкальным измерителем. В этом случае процедура устранения многозначности будет многоступенчатой. Пусть t_1 — результат измерения по 1-й шкале с периодом однозначного определения T_1 , t_2 — результат измерения по 2-й шкале с периодом однозначного определения T_2 , t_n — результат измерения по n -й шкале с периодом однозначного определения T_n . При этом возможны два случая: обеспечивается полное устранение многозначности или полное устранение многозначности не обеспечивается.

*) Здесь и далее $[\cdot]$ означает операцию округления до ближайшего целого.

И аналогично из (1.4.8)

$$\widehat{\psi} = \psi_1 + [\psi_2 i_{2-1} - \psi_1 + g] + i_2 [\psi_3 i_{3-2} - \psi_2 + g] + \dots + i_{n-1} [\psi_n i_{n-(n-1)} - \psi_{n-1} + g] + i_n [\psi_n^* - \psi_n + g]. \quad (1.4.9)$$

Здесь $i_k = i_{2-1}, i_{3-2}, \dots, i_{k-(k-1)}$.

В случае, когда устранение многозначности осуществляется методом разностных измерений, $\Delta\psi_k = \psi_k - \psi_1$.

Подставляя $\Delta\psi_k$ вместо ψ_k в (1.4.8а) и (1.4.9), получаем алгоритм устранения многозначности и для метода разностных отсчетов. В частности, для случая, соответствующего (1.4.9), будем иметь

$$\widehat{\psi} = \psi_1 + [\psi_2 i_{2-1} - \psi_1 (i_{2-1} + 1) + g] + i_2 [\psi_3 i_{3-2} - \psi_2 - \psi_1 (i_{3-2} + 1) + g] + \dots + i_{n-1} [\psi_n i_{n-(n-1)} - \psi_{n-1} - \psi_1 (i_{n-(n-1)} + 1) + g] + i_n [\psi_n^* - \psi_n + \psi_1 + g].$$

1.4.3. Надежность устранения многозначности многошкальных измерителей.

Надежность устранения многозначности многошкального измерителя зависит от вероятности ошибки определения номера дорожки. Устранение многозначности фазовых измерений в системах определения координат фазовым методом может быть осуществлено дальномерным и разностно-дальномерным методами.

При использовании дальномерного метода производится устранение многозначности разностей фаз между принимаемыми сигналами и сигналами высокостабильного генератора, установленного на объекте. Этот метод устранения многозначности может быть применен при определении местоположения объекта всеми способами; для дальномерных способов число измерителей должно быть не менее двух, для разностно-дальномерного — не менее трех (по числу станций, входящих в радионавигационную цепь).

При использовании разностно-дальномерного метода устранения многозначности осуществляется устранение многозначности разностей фаз сигналов различных станций. Этот метод можно применять только для определения местоположения разностно-дальномерным способом, при этом число измерителей должно быть не менее двух (на единицу меньше числа станций, входящих в радионавигационную цепь).

Присвоим шкалам всех измерителей единую нумерацию. Обозначим через A_k событие, заключающееся в ошибочном устранении многозначности по k -й шкале. Тогда вероятность p_0 , равная вероятности суммы всех событий A_k , будет [5]

$$p_0 = p \left\{ \sum_k A_k \right\} = \sum_{k=1}^N p \{A_k\} - \sum_{k < l} p \{A_k A_l\} + \sum_{k < l < s} p \{A_k A_l A_s\} + \dots + (-1)^{N-1} p \{A_1, \dots, A_k\}. \quad (1.4.10)$$

Здесь $p\{A_k\}$ — вероятность события A_k , $p\{A_k, A_l, \dots, A_s\}$ — вероятность события, заключающегося в одновременном наступлении событий A_k, A_l, \dots, A_s .

Событие A_k , как это следует из (1.4.3), (1.4.4), происходит тогда, когда при округлении величины R возникает ошибка хотя бы на одну единицу. Это означает, что ошибка определения $t_1 - t_2 = \Delta t_1 - \Delta t_2$ будет удовлетворять неравенству

$$\delta = |(\Delta t_1 - \Delta t_2)/T_1| \geq \frac{1}{2}. \quad (1.4.11)$$

Величина δ характеризует несопряженность шкал измерителя. Поэтому вероятность наступления события A_k равна вероятности достижения или превышения величиной несопряженности δ_k по k -й шкале величины 0,5, т. е.

$$p\{A_k\} = p\{|\delta_k| \geq 1/2\}$$

и аналогично

$$p\{A_k, A_1, \dots, A_s\} = p\{|\delta_k| \geq 1/2, |\delta_1| \geq 1/2, \dots, |\delta_s| \geq 1/2\}.$$

С помощью членов, заключенных в квадратные скобки в (1.4.9), нетрудно вывести выражения для несопряженности шкал, по своей физической сущности эквивалентные выражению (1.4.11).

Очевидно, для определения вероятности ошибочного устранения многозначности необходимо знать законы совместного распределения величин $\delta_1, \dots, \delta_N$. Такие законы распределения обычно не известны. Следует также предостеречь от применения для оценки вероятности p_0 нормального закона распределения, так как реальное распределение ошибки определения НП существенно отличается от нормального. Особенно сильно могут отличаться «хвосты» распределения, которые как раз и должны быть использованы при расчетах вероятности p_0 .

Удовлетворительным значением обычно считается $p_0 \leq 0,05$. Поэтому, учитывая, что практически коэффициенты корреляции

$$r_{k_1 k_2} = \frac{\delta_{k_1} \delta_{k_2}}{\sqrt{\delta_{k_1}^2 \delta_{k_2}^2}}$$

не превосходят величины 0,5, можно принять в (1.4.10), что события A_1, \dots, A_s взаимнонезависимы. Тогда, полагая $p\{A_k\} \approx p$, получаем $p_0 \approx 1 - (1-p)^N$.

Для дальномерного метода устранения многозначности

$$N = 3L, \quad (1.4.12)$$

где L — число ступеней устранения многозначности.

Для разностно-дальномерного метода

$$N = 2L. \quad (1.4.13)$$

Коэффициенты в (1.4.12), (1.4.13) учитывают разное количество ступеней устранения многозначности при дальномерном и разностно-дальномерном методах. Однако из того обстоятельства, что N для дальномерного метода больше, чем для разностно-дальномерного, не следует делать вывод о преимуществе последнего. Вероятность p ошибочного устранения многозначности для дальномерного метода ниже, чем для разностно-дальномерного, так как несопряженность шкал в дальномерном методе меньше, чем в разностно-дальномерном. Это объясняется тем, что в дальномерном методе несопряженность шкал обуславливается главным образом влиянием трассы распространения радиоволн от одной станции, тогда как при разностно-дальномерном методе — влиянием трасс распространения до двух станций.

Опыт показывает, что оба метода позволяют получить приблизительно одинаковые результаты. В частных случаях преимущество одного из них можно установить экспериментально, применительно к конкретным условиям использования данной радиотехнической системы.

1.4.4. Устранение многозначности при наличии избыточных навигационных данных. Можно расширить область однозначного определения и повысить вероятность устранения многозначности в тех случаях, когда размерность вектора навигационных параметров \mathbf{p} превышает размерность вектора координат \mathbf{x} . Предположим, что имеются некоторые априорные данные о местоположении объекта, координаты которого с невысокой точностью заданы вектором \mathbf{x}_0 . Далее с помощью соотношений (1.3.1) может быть найден вектор \mathbf{p}_0 , соответствующий вектору \mathbf{x}_0 . Тогда вектор \mathbf{p}_i измеренных навигационных параметров должен быть уточнен по формуле (1.4.4): $\mathbf{p} = \mathbf{p}_i + [\mathbf{p}_i - \mathbf{p}_0 + \mathbf{g}]$, где \mathbf{g} — вектор, составляющие которого равны $\pm 1/2$ (в соответствии с изложенным в п. 1.4.2).

Однако если дисперсия оценки компонент вектора координат \mathbf{x}_0 значительна, то компоненты вектора НП могут отличаться от компонент вектора \mathbf{p} на целое число фазовых циклов. Поэтому для дальнейшего введем вектор $\mathbf{p}(\mathbf{k})$, $\mathbf{p}(\mathbf{k}) = \mathbf{p} + \mathbf{k}$, где \mathbf{k} — вектор неоднозначности, компоненты которого суть целые числа (например $-5, -4, \dots, 0, \dots, +4, +5$).

Каждому вектору $\mathbf{p}(\mathbf{k})$ на поверхности Земли соответствует точка, вектор координат которой $\mathbf{x}(\mathbf{k})$ можно определить с помощью алгоритма (1.3.7). Очевидно, что в одной из этих точек расположен объект. По алгоритму, данному в § 1.3, для каждой из этих точек может быть вычислен вектор $\hat{\mathbf{p}}(\mathbf{k})$. образуем вектор $\Delta\mathbf{p}(\mathbf{k}) = \mathbf{p}(\mathbf{k}) - \hat{\mathbf{p}}(\mathbf{k})$.

Алгоритм (1.3.7) обеспечивает определение вектора координат с минимальным значением среднеквадратической ошибки. При этом остаточная сумма квадратов $S(\mathbf{k})$ результатов измерений будет равна

$$S(\mathbf{k}) = [\Delta\mathbf{p}(\mathbf{k})]^T \mathbf{D}^{-1} \Delta\mathbf{p}(\mathbf{k}).$$

Последовательным перебором возможных значений компонент вектора \mathbf{k} определяем вектор $\hat{\mathbf{k}}$, минимизирующий остаточную сумму квадратов $S(\mathbf{k})$. Тем самым определяется точка наиболее вероятного расположения объекта.

1.4.5. Алгоритмы однозначного определения РНП. Для нахождения координат объекта необходимо однозначно определить вектор навигационных параметров \mathbf{p} . Каждой компоненте вектора \mathbf{p}_i соответствует вектор измеренных фаз, компоненты которого суть результаты измерений, произведенные многошкальным измерителем. Эти измерения, в свою очередь, могут быть многозначными. Выше был описан алгоритм, который обеспечивает последовательное устранение многозначности при определении координат путем

замены точных шкал более грубыми, причем грубые шкалы формируются в результате образования разностных отсчетов (см. (1.4.2)). Практически в фазовых системах, используемых для навигации, применяется только этот эвристический алгоритм.

Однозначное значение p_i может быть найдено следующим образом. Обозначим через φ вектор измерений, через ψ — вектор однозначно определенных значений фаз. Очевидно, $\psi = \varphi + \mathbf{k}$, где \mathbf{k} — вектор неоднозначности.

Допустим, что все вектора имеют размерность n . Требуется найти наилучшую оценку следующих РНП: времени прихода сигналов (для дальномерного способа) и разность времен прихода сигналов для разностно-дальномерного способа. Обозначим оба эти параметра одинаково: τ . Пусть ε — вектор ошибок измерений с корреляционной матрицей погрешностей \mathbf{W} . Введем вектор \mathbf{f} частот каналов измерений. Если ε — n -мерный случайный вектор, то оценка \mathbf{k} с помощью критерия максимального правдоподобия обеспечит минимизацию квадратичной формы [6]

$$T(\mathbf{k}) = \varepsilon^T \mathbf{W}^{-1} \varepsilon = (\varphi + \mathbf{k} - \mathbf{f}\tau)^T \mathbf{W}^{-1} (\varphi + \mathbf{k} - \mathbf{f}\tau). \quad (1.4.14)$$

При этом $\tau = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{f}^T \mathbf{W}^{-1} (\varphi + \mathbf{k})$, где $\mathbf{B}_1 = \mathbf{f}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{f}$.

Если закон распределения ε отличается от нормального, то τ будет оценкой, найденной по методу наименьших квадратов. Остаточная сумма квадратов $T(\mathbf{k})$ (1.4.14) может быть найдена по формуле

$$T(\mathbf{k}) = \eta^T \mathbf{W}^{-1} \eta,$$

где \mathbf{I} — единичная матрица; η — вектор дробной части величины $\varphi + \mathbf{k} - \mathbf{f}\tau$.

Последовательным перебором допустимых значений компонент вектора \mathbf{k} можно определить вектор $\hat{\mathbf{k}}$, минимизирующий $T(\mathbf{k})$. Тем самым обеспечивается наилучшая однозначная оценка вектора \mathbf{p} .

Изложенная процедура устранения многозначности также не является наилучшей, так как она не учитывает взаимозависимости компонент определяемого вектора неоднозначности $\hat{\mathbf{k}}$. Вследствие этого приходится производить перебор десятков, а в некоторых случаях сотен близких альтернатив. Ниже приводится алгоритм, позволяющий сократить число альтернатив до минимума.

Допустим, что наименьшая разностная частота в спектре сигнала равна F и, следовательно, время τ может быть найдено с периодом однозначного определения $T = 1/F$. Предположим, что частоты всех спектральных составляющих сигнала, используемые при устранении многозначности, в целое число раз выше частоты F . Выберем некоторую частоту f_0 , наиболее близко расположенную к центральной частоте спектра. При этом $f_0 = FN$, где N — целое число. Обозначим $\tau_0 = 1/f_0$. Тогда алгоритм, минимизирующий

число альтернатив, будет следующим:

$$\begin{aligned} \Delta t^{(0)} &= \mathbf{B}_1^{-1} \mathbf{f}^T \mathbf{W}^{-1} \boldsymbol{\varphi}, \quad T^{(0)} = \boldsymbol{\varphi}^T \mathbf{W}^{-1} \boldsymbol{\varphi}, \quad \tau^{(0)} = 0, \\ \boldsymbol{\eta}^{(n)} &= \boldsymbol{\varphi} - \{\mathbf{f} \tau^{(n)}\}, \quad \Delta t^{(n)} = \mathbf{B}_1^{-1} \mathbf{f}^T \mathbf{W}^{-1} \boldsymbol{\eta}^{(n)}, \\ T^{(n)} &= (\boldsymbol{\eta}^T)^{(n)} \mathbf{W}^{-1} \boldsymbol{\eta}^{(n)}, \quad \tau^{(n+1)} = \tau^{(n)} + \Delta t^{(n)} + \tau_0. \end{aligned} \quad (1.4.15)$$

Здесь символ $\{\cdot\}$ обозначает операцию выделения дробной части числа. Вычисления состоят из N шагов: $0 \leq n \leq N-1$. Допустим, что для некоторого q ($0 \leq q \leq N-1$) величина $T^{(q)}$ окажется наименьшей. Тогда $\tau^{(q)}$ будет наиболее правдоподобной оценкой величины τ с периодом однозначного определения T .

Можно показать, что при $n=N$ получим $\tau^{(N)} = \tau^{(0)}$, чем и доказывается справедливость алгоритма (1.4.15).

При разностно-дальномерном методе устранения многозначности наличие целочисленных отношений и даже когерентности между частотой F и частотами других спектральных составляющих не является необходимым. При этом в качестве $\tau^{(0)}$ следует принять оценку значения τ , соответствующего крайнему возможному значению разности времен прихода сигналов, определяемому исходя из априорных сведений о местоположении объекта.

1.5. Сигналы ФРНС и точность определения времени их прихода

1.5.1. Основные требования к сигналам ФРНС. Радиосигналы ФРНС должны удовлетворять определенным требованиям. Важнейшими из них являются пригодность для фазовых измерений, т. е. когерентность и возможность разделения сигналов нескольких станций, излучаемых одновременно, т. е. ортогональность их сигналов. В условиях работы в низкочастотной части диапазона радиоволн, используемых в ФРНС, спектральный состав сигнала должен быть максимально ограничен. Для ослабления мешающего действия сигналов, отраженных от ионосферы, необходимо строить аппаратуру с высокой разрешающей способностью. Рассмотрим эти требования подробнее.

1. Когерентность. Под когерентными, следуя [7], будем понимать такие сигналы, в которых отсутствуют случайные изменения фазы несущего колебания сигнала, излучаемого передающей станцией. В точке приема фаза принимаемого колебания может испытывать случайные изменения, в нашем случае обуславливающиеся движением объекта, координаты которого подлежат определению.

В радионавигации разность фаз между несущими двух сигналов в любой точке пространства должна определяться для произвольного момента времени, что возможно при когерентности обоих сигналов, их одновременном существовании и равенстве частот несущих.

2. *Ортогональность.* Пусть $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)$ — сигналы, излучаемые станциями ФРНС. В любой точке пространства эти сигналы должны удовлетворять условию ортогональности

$$\int_0^T s_k(t) s_l(t + \tau) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } k \neq l, \\ E & \text{при } k = l, \end{cases}$$

где E — энергия принятого сигнала, $1 \leq k, l \leq n$.

Сигналы, удовлетворяющие условию ортогональности, не должны быть перекрывающимися по времени или по спектру (т. е. все их спектральные составляющие должны отличаться по частоте). Легко видеть, что условие ортогональности противоречит условию возможности фазовых измерений.

3. *Спектр сигналов ФРНС.* Излучение широкополосного сигнала в диапазоне ДВ является сложной технической задачей, решение которой связано с созданием громоздких и дорогостоящих антенных устройств. При этом следует иметь в виду, что в диапазонах ДВ и СВ размещены многие радиотехнические службы связи, радиовещания, воздушной и морской навигации и др. Существуют международные соглашения относительно использования радиочастот в этом диапазоне. Поэтому ФРНС с широкополосным сигналом в указанных диапазонах неизбежно будет мешать другим радиотехническим средствам. В связи с этим спектр, занимаемый ФРНС, должен быть по возможности малокомпонентным, а излучаемые мощности — минимальными. Исключением является диапазон 90—110 кГц, специально отведенный для радионавигации и занятый в настоящее время системой «Лоран-С» с широкополосным импульсным сигналом (см. гл. 2).

4. *Обеспечение высокой разрешающей способности.* При работе в диапазоне длинных и средних волн на расстояниях от точки излучения, превышающих 100—200 км в ночное время, наряду с радиоволной, прошедшей вдоль земной поверхности по кратчайшему пути и несущей полезную информацию о принятом сигнале, присутствуют волны, отраженные от ионосферы, фаза и амплитуда которых являются случайными. Поэтому в точку приема приходят несколько сигналов: полезный сигнал и ряд запаздывающих на несколько десятков или сотен микросекунд сигналов, отраженных от ионизированных слоев.

Пока амплитуда этих сигналов (пространственных волн) мала по сравнению с амплитудой полезного сигнала, то их влиянием можно пренебречь. Если амплитуда пространственных волн станет сравнимой с амплитудой полезного сигнала, то влияние их на точность навигационных измерений должно быть устранено, т. е. измерение РНП должно осуществляться по одному из сигналов в присутствии ряда других. Такая задача решается в радиолокации, например, при определении дальности до одной из целей в присутствии сигналов, отраженных от других целей. Способность раздельного наблюдения за несколькими целями в значительной сте-

пени определяется характеристиками сигналов и методами его обработки и называется *разрешающей*.

Противоречивость требований к радионавигационному сигналу. Выше уже была показана противоречивость требований ортогональности сигналов и возможности фазовых измерений, а требование к малокомпонентности спектра находится в противоречии с возможностью построения устройств с высокой разрешающей способностью. Поэтому ФРНС с малым радиусом действия нередко обладают невысокой разрешающей способностью.

1.5.2. Огибающая, фаза и разность фаз радиотехнических сигналов. Информация о РНП в фазовых радиотехнических системах для определения координат содержится в фазе и огибающей сигнала.

Сигнал $s(t)$ представляет собой действительную функцию времени. Сопряженная ему функция $s_1(t)$ однозначно определяется с помощью преобразования Гильберта [8, 9]:

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s_1(\tau)}{\tau - t} d\tau; \quad s_1(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{\tau - t} d\tau.$$

Тогда реальному сигналу $s(t)$ будет соответствовать аналитический комплексный сигнал

$$z(t) = s(t) + is_1(t). \quad (1.5.1)$$

При этом представляется возможным дать однозначное определение огибающей $Z(t)$ и фазы $\varphi(t)$ принимаемого сигнала $s(t)$ [8]:

$$Z(t) = \sqrt{s^2(t) + s_1^2(t)}, \quad (1.5.2)$$

$$\varphi(t) = \text{arctg} [s_1(t)/s(t)]. \quad (1.5.3)$$

В частности,

$$s_1(t) = \begin{cases} \sin \omega t & \text{при } s(t) = \cos \omega t, \\ -\cos \omega t & \text{при } s(t) = \sin \omega t. \end{cases}$$

Поэтому для образования сигнала $s_1(t)$, сопряженного с узкополосным радиотехническим сигналом, достаточно (в первом приближении) пропустить сигнал $s(t)$ через фазовращатель, сдвигающий фазу всех составляющих его спектра на $-\pi/2$. Схемы, в которых используются два квадратурных канала, колебания в которых сдвинуты по фазе на $\pi/2$, обычно называют *квадратурными*.

На рис. 1.5.1,а приведена схема, поясняющая, каким образом в радиотехнических устройствах может быть воспроизведен аналитический сигнал (1.5.1) и найдены его фаза и огибающая. В частности, в качестве устройства, осуществляющего операцию вычисления $\text{arctg} [s_1(t)/s(t)]$, может быть применен электронно-лучевой индикатор, на горизонтальные пластины которого подан сигнал $s(t)$, а на вертикальные $s_1(t)$ (рис. 1.5.1,б). Тогда мгновенное

угловое положение пятна на экране будет соответствовать $\varphi(t)$, его расстояние от центра экрана — $|Z(t)|$, средняя угловая скорость вращения пятна вокруг центра экрана $\omega=2\pi f$, где f — несущая частота принимаемого сигнала.

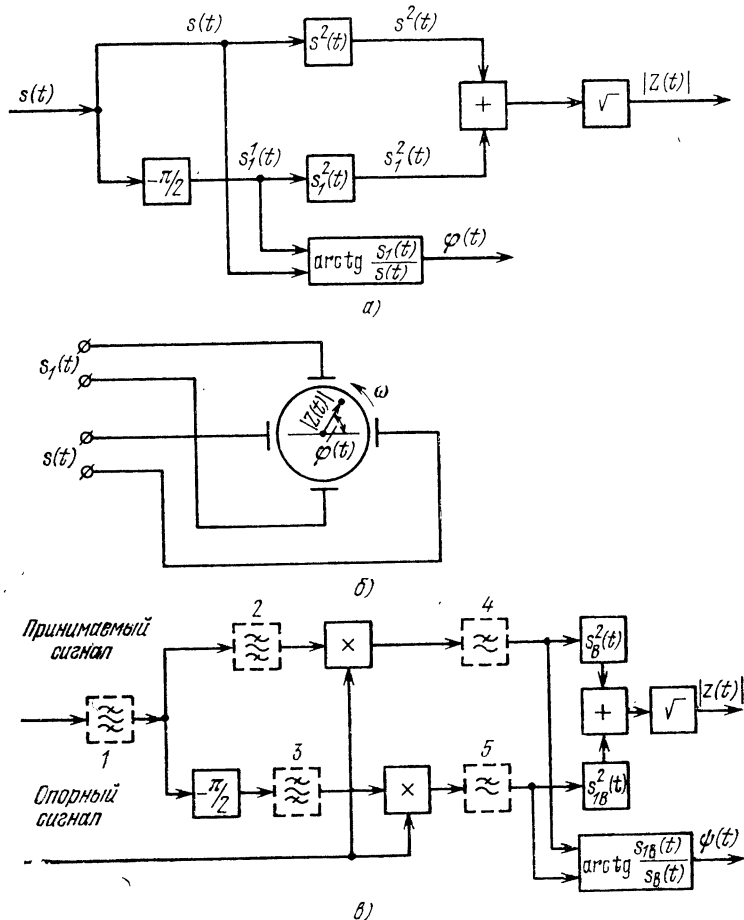


Рис. 1.5.1. К объяснению понятий фазы, разности фаз и огибающей сигнала.

Разность фаз принимаемого и опорного сигналов. Для определения разности фаз принимаемого и опорного сигналов сигналы $s(t)$ и $s_1(t)$ достаточно подать на перемножители, осуществляющие умножение сигналов $s(t)$ и $S_1(t)$ на опорный сигнал $s_0(t)$, например, $s_0(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ (рис. 1.5.1, в). Если для дальнейшего будут сохранены только низкочастотные составляющие полученных произведений, то операция умножения может рассматриваться как обычное преобразование частоты. При этом после определения арктангенса получим

$$\psi(t) = \varphi(t) - (\omega_0 t + \varphi_0).$$

В частности, если несущая частота ω_0 опорного сигнала $s_0(t)$ равна несущей частоте принимаемого сигнала $s(t)$, то перемножители можно рассматривать как фазовые дискриминаторы. В дальнейшем будет описываться именно этот случай. В результате преобразования сигналов $s(t)$ и $s_1(t)$ угловая скорость (см. рис. 1.5.1,б) вращения пятна на экране электронно-лучевого индикатора уменьшилась бы на величину ω_0 . При равенстве несущих частот принимаемого и опорного сигналов угловое положение пятна будет лишь колебаться вблизи некоторого среднего положения, зависящего от φ_0 и начальной фазы сигнала φ_z .

1.5.3. Оценка фазы и огибающей сигнала в присутствии флюктуационных помех. Помехи в СДВ, ДВ и СВ диапазонах фактически всегда являются аддитивными. Флюктуационные помехи имеют различное происхождение. Наиболее изучены радиопомехи атмосферного происхождения [10]. Значительное влияние оказывают радиопомехи, создаваемые деятельностью человека, которые бывают особенно значительны на борту самолета или корабля. На работу средств СДВ диапазона заметное влияние могут оказывать помехи, создаваемые линиями электропередач. Необходимо учитывать также помехи, вызываемые электризацией корпуса самолета, и некоторые другие. В ДВ и СДВ диапазонах при правильном конструировании приемных устройств помехи внешнего происхождения являются преобладающими (внутренними шумами обычно пренебрегают).

Указанные выше помехи имеют законы распределения, существенно отличающиеся от нормального. Уровень помех и законы их распределения зависят от времени суток, года, географических координат места приема, вида приемной антенны, скорости полета самолета, конструкции разрядников и многих других факторов. Поэтому трудно предложить единую модель флюктуационных радиопомех, которая могла бы быть положена в основу статистической теории точности оценки РНП.

В этой связи в качестве наилучших будем искать линейные алгоритмы, обеспечивающие оценку времени прихода сигнала с минимальной среднеквадратической ошибкой (наилучшие по квадратичному критерию). Измеритель, основанный на таком алгоритме, будет оптимальным при допущении о гауссовом характере распределения помехи. Одновременно он является наилучшим (по квадратичному критерию) в классе всех возможных линейных устройств для любых стационарных случайных процессов. При этом такой измеритель является составной частью системы, обеспечивающей наилучшую оценку при негауссовом распределении помехи. Специфические свойства этой помехи должны быть учтены при проектировании приемника, который будет нелинейным устройством [11]. Вопрос о выборе наилучшей характеристики приемника рассматривается в гл. 3.

Сигналы в квадратурной схеме. Определение фазы и амплитуды принимаемого сигнала в присутствии флюктуационных помех в соответствии со сказанным в п. 1.5.2 должно осуществляться по

схеме, изображенной на рис. 1.5.1,в. При этом принимаемая смесь сигнала и помехи должна быть подвергнута фильтрации, которую можно выполнить с помощью фильтров нижних частот 4 и 5, установленных после перемножителей. Фильтры нижних частот можно заменить высокочастотными фильтрами 2 и 3, установленными до перемножителей, если огибающая их импульсной характеристики эквивалентна импульсной характеристике низкочастотных фильтров. Очевидно, что два высокочастотных фильтра можно заменить одним фильтром 1, установленным до точки разветвления схемы на квадратурные каналы (варианты установки фильтров показаны на рис. 1.5.1,в).

Для дальнейшего введем обозначения $v(t) = n(t) + i n_1(t)$, где $n(t)$ и $n_1(t)$ — флюктуационные помехи в квадратурных каналах. Затем определим $\chi(t) = x(t) + i x_1(t)$ — смесь сигнала и помехи в квадратурных каналах. Очевидно, $\chi(t) = z(t) + v(t)$. Здесь $z(t)$ — полезный сигнал (1.5.1). Совокупность выходных сигналов квадратурной схемы отмечена индексом «в». Например, выходной сигнал должен быть обозначен следующим образом:

$$\chi_v(t) = z_v(t) + v_v(t) = x_v(t) + i x_{1v}(t). \quad (1.5.4)$$

Если теперь импульсную характеристику фильтров квадратурных каналов обозначить как $\eta(t) = h(t) + i h_1(t)$, то

$$\chi_v(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) h(\tau - t) dt + i \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) h(\tau - t) dt \quad (1.5.5)$$

и соответственно

$$z_v(\tau) = s_v(\tau) + i s_{1v}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) h(\tau - t) dt + i \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) h(\tau - t) dt, \quad (1.5.5a)$$

$$v_v(\tau) = n_v(\tau) + i n_{1v}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} n(t) h(\tau - t) dt + i \int_{-\infty}^{\infty} n_1(t) h(\tau - t) dt. \quad (1.5.5б)$$

Обозначим функцию, комплексно сопряженную ранее определенной, звездочкой. Например, $z^*(t) = s(t) - i s_1(t)$.

Функции $s_v(t)$ и $s_{1v}(t)$, соответствующие полезным составляющим выходных эффектов квадратурных каналов, называются *сигнальными*; а функции $n_v(t)$ и $n_{1v}(t)$, соответствующие шумовым составляющим выходных эффектов каналов, — *функциями помехи*. Очевидно, что согласно (1.5.5) фильтрация может быть заменена умножением сигналов в квадратурных каналах на опорный сигнал $h(\tau - t)$ и последующим интегрированием. В этом случае умножители в сочетании с последующими интеграторами реализуют корреляционный прием (выходной эффект равен взаимокорреляционной функции принимаемых сигналов $x(t)$ и $x_1(t)$ и опорного сигнала $h(\tau - t)$). Поэтому следует различать два вида устройств,

обеспечивающих определение параметров сигнала, отличающихся инженерным исполнением: с фильтрами и с корреляторами. (В дальнейшем в этой главе, если это не будет оговорено особо, оба варианта рассматриваются одновременно.) При этом в соответствии со сказанным выше в варианте с применением фильтров под $\eta(t)$ понимается их импульсная характеристика, а в варианте с применением корреляторов — опорный сигнал. Выражению (1.5.5) может быть придан иной вид. Для этого представим функции $\chi(t)$ и $\eta(t)$ как

$$\chi(t) = X(t) \exp [i(\omega_X t + \varphi_X)], \quad \eta(t) = H(t) \exp [i(\omega_H t + \varphi_H)].$$

Здесь $X(t)$ и $H(t)$ — комплексные огибающие $\chi(t)$ и $\eta(t)$; ω_X и ω_H — их несущие угловые частоты; φ_X и φ_H — их начальные фазы. Очевидно,

$$x(t) = \frac{\chi(t) + \chi^*(t)}{2} = \frac{1}{2} X(t) \exp [i(\omega_X t + \varphi_X)] + \frac{1}{2} X^*(t) \exp [-i(\omega_X t + \varphi_X)]$$

и аналогично

$$h(\tau - t) = \frac{1}{2} [\eta(\tau - t) + \eta^*(\tau - t)] = \frac{1}{2} [H(t - \tau) + H^*(t - \tau)].$$

Тогда получим

$$\begin{aligned} x(t) h(\tau - t) &= \frac{1}{4} X(t) H(\tau - t) \exp [i(\omega_H \tau + \varphi_X - \varphi_H)] \exp (i \Omega t) + \\ &+ \frac{1}{4} X^*(t) H^*(\tau - t) \exp [-i(\omega_H \tau + \varphi_X - \varphi_H)] \exp (-i \Omega t) + \\ &+ \frac{1}{4} X(t) H^*(\tau - t) \exp [-i(\omega_H \tau - \varphi_H - \varphi_X)] \exp [i(\omega_X + \omega_H) t] + \\ &+ \frac{1}{4} X^*(t) H(\tau - t) \exp [i(\omega_H \tau - \varphi_H - \varphi_X)] \exp [-i(\omega_X + \omega_H) t]. \end{aligned}$$

Здесь $\Omega = \omega_X - \omega_H$ — малая по сравнению с ω_X или ω_H величина. Сумма двух последних слагаемых представляет собой быстро осциллирующую величину (из-за наличия множителей $\exp [\pm i(\omega_X + \omega_H)t]$).

Поэтому

$$\begin{aligned} x_b(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) h(\tau - t) dt \approx \frac{1}{4} \exp [i(\omega_H \tau + \varphi_X - \varphi_H)] \int_{-\infty}^{\infty} X(t) H(\tau - \\ &- t) \exp (i \Omega t) dt + \frac{1}{4} \exp [-i(\omega_H \tau + \varphi_X - \varphi_H)] \int_{-\infty}^{\infty} X^*(t) H^*(\tau - t) \times \\ &\times \exp (-i \Omega t) dt. \end{aligned} \quad (1.5.6)$$

Из (1.5.6) следует

$$x_B(\tau) \approx \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \chi(t) \eta(\tau - t) dt = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \chi^*(t) \eta^*(\tau - t) dt$$

и аналогично

$$\begin{aligned} x_{1B}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) h(\tau - t) dt \approx \frac{1}{2} \operatorname{Im} \int_{-\infty}^{\infty} \chi(t) \eta(\tau - t) dt = \\ &= -\frac{1}{2} \operatorname{Im} \int_{-\infty}^{\infty} \chi^*(t) \eta^*(\tau - t) dt. \end{aligned}$$

Из (1.5.6) следует также

$$\chi_B(\tau) = x_B(\tau) + i x_{1B}(\tau) = X_B(\tau) \exp[i(\omega_H \tau + \varphi_X - \varphi_H)], \quad (1.5.7)$$

$$X_B(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} X(t) H(\tau - t) \exp(i\Omega t) dt. \quad (1.5.7a)$$

Сигнальная функция с учетом (1.5.5a) может быть определена аналогично:

$$z_B(\tau) = s_B(\tau) + i s_{1B}(\tau) = Z_B(\tau) \exp[i(\omega_H \tau + \varphi_Z - \varphi_H)], \quad (1.5.8)$$

где

$$Z_B(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} Z(t) H(\tau - t) \exp(i\Omega t) dt. \quad (1.5.9)$$

Оценка фазы и амплитуды сигнала в квадратурной схеме. Из (1.5.2), (1.5.3) с учетом (1.5.4) алгоритмы оценки фазы и амплитуды сигнала будут следующими:

$$\widehat{\varphi}(\tau) = \arctg [x_{1B}(\tau) / x_B(\tau)], \quad (1.5.10)$$

$$|\widehat{\chi}(\tau)| = \sqrt{x_B^2(\tau) + x_{1B}^2(\tau)}, \quad (1.5.11)$$

где $x_B(\tau)$ и $x_{1B}(\tau)$ определены выражениями (1.5.7) и (1.5.7a).

Точность оценки по алгоритмам (1.5.10) и (1.5.11) наиболее просто определить методом линеаризации [12]. Пусть дана функция n переменных: $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, где $x_i = s_i + n_i$. Здесь n_i — случайный стационарный процесс с нулевым средним, s_i — детерминированная составляющая x_i . Предполагается, что функция f нелинейная, но мало отличающаяся от линейной в области возможных значений n_i . Тогда в соответствии с методом линеариза-

ции среднее значение y можно вычислить по формуле

$$\bar{y} = f(s_1, \dots, s_n) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x_i^2} \right)_{x_i=s_i} \overline{n^2_i} + \sum_{i < j} \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x_i \partial x_j} \right)_{x_i=s_i} \overline{n_i n_j}.$$

Дисперсия σ^2_y величины y при этом определяется следующим образом:

$$\sigma^2_y = \overline{(y - \bar{y})^2} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)_{x_i=s_i}^2 \overline{n^2_i}.$$

В нашем случае для выполнения условия линейности функции $\hat{\varphi}(\tau) = f_1(x, x_1)$ и $\hat{X}(\tau) = f_2(x, x_1)$ во всей области значений $x_B(\tau)$ и $n_{1B}(\tau)$ достаточно предположить, что фильтрация сигналов в квадратурных каналах эффективна, т. е. выполняется условие

$$|Z_B(\tau)|^2 \gg \overline{n^2_B(\tau)} + \overline{n^2_{1B}(\tau)}.$$

Тогда после несложных преобразований может быть получено

$$\overline{\varphi(\tau)} = \arctg [s_B(\tau)/s_{1B}(\tau)], \quad (1.5.12)$$

$$\sigma^2_\varphi = \overline{n^2_B(\tau)} / |Z_B(\tau)|^2, \quad (1.5.13)$$

$$|\overline{X(\tau)}| = |Z_B(\tau)| + \overline{n^2_B(\tau)} / (2|Z_B(\tau)|), \quad (1.5.14)$$

$$\sigma^2_X = \overline{n^2_B(\tau)}. \quad (1.5.15)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \overline{n^2_B(\tau)} &= \overline{\left(\int_{-\infty}^{\infty} n(\tau - t_1) h(t_1) dt_1 \right)^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1) \overline{n(\tau - t_1) n(\tau - t_2)} h(t_2) \times \\ &\quad \times dt_1 dt_2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1) B |t_2 - t_1| h(t_2) dt_1 dt_2 = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1) \overline{n_1(\tau - t_1) n_1(\tau - t_2)} h(t_2) dt_1 dt_2 = \overline{n^2_{B1}(\tau)}, \\ &\quad B |t_2 - t_1| = \overline{n(t_1) n(t_2)} = \overline{n_1(t_1) n_1(t_2)} \end{aligned}$$

— автокорреляционная функция флюктуационной помехи.

В связи с тем, что все спектральные составляющие сигналов $x(t)$ и $x_1(t)$ сдвинуты по фазе на $\pi/2$, $\overline{x(t) x_1(t)} = 0$, и соответственно $\overline{n(t) n_1(t)} = 0$, что и было учтено при выводе выражений (1.5.12)—(1.5.15). Из этих выражений следует, что точность оцен-

ки однозначно определяется отношением сигнал/шум на выходе фильтров квадратурных каналов, т. е. отношением

$$\frac{\overline{n_B^2(\tau)}}{|S_B(\tau_0)|^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1) B|t_2 - t_1| h(t_2) dt_1 dt_2}{\left| \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau_0 - t_1) h(t_1) dt_1 \right|^2}. \quad (1.5.16)$$

В ФРНС для устранения влияния аппаратных погрешностей полоса пропускания приемных устройств во много раз превышает ширину спектра усиливаемого сигнала. Поэтому всегда можно считать, что спектр флюктуационной помехи, взаимодействующей с сигналом, равномерный. Иными словами, в нашем случае в качестве модели помехи должен быть принят «белый шум» со спектральной плотностью N_0 . Тогда

$$B|t_2 - t_1| = 1/2 N_0 \delta |t_2 - t_1|. \quad (1.5.17)$$

Поэтому из (1.5.16) получим

$$\frac{\overline{n_B^2(\tau)}}{|S_B(\tau_0)|^2} = \frac{N_0}{2} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt}{\left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t_1) h(\tau_0 - t_1) dt \right|^2} = \frac{N_0 \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t) \eta^*(t) dt}{\left[\operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} z(t_1) \eta(\tau_0 - t_1) dt_1 \right]^2}. \quad (1.5.18)$$

Нетрудно показать, что справедливо следующее выражение:

$$\frac{\overline{n_B^2(\tau)}}{|S_B(\tau)|^2} = \sigma_\varphi^2 \geq \frac{N_0}{\int_{-\infty}^{\infty} |Z(t)|^2 dt} = \frac{N_0}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt}, \quad (1.5.19)$$

причем равенство достигается только при выполнении условия

$$\eta(t) = \gamma z^*(\tau_0 - t), \quad h(t) = \gamma s(\tau_0 - t). \quad (1.5.20)$$

Здесь γ — несущественная постоянная. В дальнейшем для упрощения γ повсюду опускается.

Фильтр, импульсная характеристика которого удовлетворяет условию (1.5.20), называется согласованным^{*}). В частности, для сигнала с немодулированной несущей и амплитудой S_0 из (1.5.19) получим

$$\sigma_\varphi^2 = N_0/S_0^2 T, \quad (1.5.21)$$

где T — время накопления (наблюдения).

^{*} Если помеха не является белым шумом, то импульсная характеристика $h(t)$, минимизирующая отношение (1.5.16), может быть найдена как решение некоторого интегрального уравнения (см., например, [13, ч. 2]).

Итак, для определения наилучшей по квадратичному критерию оценки фазы и амплитуды при любых возможных законах распределения помех, которые могут встретиться на практике, достаточно осуществить согласованную фильтрацию. При этом из (1.5.7а) с учетом (1.5.20) получим

$$X_b(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} X(t_1) \dot{Z}^*(t_1 - \tau) e^{i\Omega t_1} dt_1$$

и соответственно сигнальную функцию

$$z_b(\tau) = \psi(\tau) = \Psi(\tau) \exp(i\omega_Z \tau),$$

где

$$\Psi(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} Z(t_1) \dot{Z}^*(t_1 - \tau) e^{i\Omega t_1} dt_1. \quad (1.5.22)$$

Сигнальная функция и функция помехи при периодическом сигнале. Как уже было указано, в радионавигации используются периодические сигналы. Обозначим период модуляции через T_M . Предположим, что время наблюдения

$$T = MT_M. \quad (1.5.23)$$

Представим $z(t)$ и $\eta(t)$ в форме рядов Фурье

$$z(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp[i(\omega_Z + \Omega_Z n)t + \varphi_Z],$$

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n \exp[i(\omega_H + \Omega_H n)t + \varphi_H].$$

Здесь c_n и d_n — коэффициенты Фурье, ω_Z и ω_H , Ω_Z и Ω_H — несущие угловые частоты и частоты модуляции принимаемого и опорного сигналов соответственно.

Тогда согласно (1.5.8) и (1.5.9) получим

$$z_b(\tau) = \frac{1}{2} \int_0^T z(t) h(\tau - t) dt \approx \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n d_n \exp \{ i [(\omega_H + \Omega_H n) \tau + \varphi_Z - \varphi_H] \} \int_0^T \exp \{ i [(\omega_Z - \omega_H) + (\Omega_Z - \Omega_H) n] t \} dt =$$

$$= \exp \left\{ i \left[\omega_H \tau + \varphi_Z - \varphi_H + (\omega_Z - \omega_H) \frac{T}{2} \right] \right\} \times$$

$$\times \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n d_n \chi_n T \exp \{ i [\Omega_H n \tau + (\Omega_Z - \Omega_H) n T / 2] \}. \quad (1.5.24)$$

Здесь

$$\kappa_n = \frac{\sin(\Omega_n T/2)}{\Omega_n T/2}, \quad (1.5.25)$$

где $\Omega_n = \omega_z - \omega_H + (\Omega_z - \Omega_H)n$.

В выражении (1.5.24) для $z_B(\tau)$ опущены все слагаемые, содержащие быстро осциллирующие множители вида $\exp[i(\Omega_z n_1 - \Omega_H n_2)t]$.

Так как здесь рассматриваются узкополосные радиотехнические сигналы, то из (1.5.25) получим

$$\kappa_n = \frac{\sin(\Omega_n T/2)}{\Omega_n T/2} \approx \frac{\sin[(\omega_z - \omega_H) T/2]}{(\omega_z - \omega_H) T/2} = \kappa.$$

Тогда выражению (1.5.24) может быть придан следующий вид:

$$z_B(\tau) = \kappa M Z_B \left[\tau + (\Omega_z / \Omega_H - 1) T/2 \right] \exp \{ i [\omega \tau + \varphi_z - \varphi_H + (\omega_z - \omega_H) T/2] \}, \quad (1.5.26)$$

где

$$\begin{aligned} Z_B \left[\tau + \left(\frac{\Omega_z}{\Omega_H} - 1 \right) \frac{T}{2} \right] &= \frac{1}{2} \int_0^T Z(t) \text{H}(\tau - t) dt \approx \\ &\approx \frac{1}{2} \frac{T}{T_M} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n d_n T_M \exp i \left[\Omega_H \tau + (\Omega_z - \Omega_H) \frac{T}{2} n \right]. \end{aligned} \quad (1.5.27)$$

Очевидно, что при $\omega_z - \omega_H = \Omega_z - \Omega_H = 0$ из (1.5.26) и (1.5.27) следует

$$z_B(\tau) = Z_B(\tau) \exp [i(\omega_H \tau + \varphi_z - \varphi_H)]. \quad (1.5.28)$$

Отличие частоты принимаемого сигнала от опорного или, в иной интерпретации, расстройка принимаемого сигнала относительно частоты настройки фильтра с импульсной характеристикой $\eta(t)$, приводит к уменьшению амплитуды сигнала ($\kappa \leq 1$), появлению фазового сдвига по несущей $(\omega_z - \omega_H) T/2$ (см. 1.5.26) и задержке огибающей на величину $(\Omega_z / \Omega_H - 1) T/2$. При этом несопряженность шкал измерения времени прихода сигналов по фазе несущей и огибающей не возникает. Следовательно, общее запаздывание сигнала τ_D , обуславливаемое расстройкой, вызванной эффектом Доплера, определяется величиной расстояния, проходимого объектом, на борту которого установлен приемоиндикатор, за время, равное половине времени инаблюдения T : $\tau_D = (v/c) T/2$, где v — скорость изменения расстояния между объектом и передающей станцией.

Поэтому определяемые параметры сигнала оказываются «привязанными» к середине интервала наблюдения.

Учитывая, что $h(t)$ — периодическая функция с периодом T_M , т. е. $h(t+kT_M)=h(t)$, получим

$$v_B(\tau) = \frac{1}{2} \int_0^T v(t) h(\tau-t) dt = \frac{1}{2} \int_0^{T_M} \left[\sum_{k=0}^{M-1} v(t+kT_M) \right] \eta(\tau-t) dt.$$

Полагая, что

$$B[|k_1 - k| T_M] = \frac{1}{2} \overline{v(t_1 + kT_M) v^*(t_1 + k_1 T_M)} \approx 0$$

при $k_1 \neq k$, получаем

$$\overline{n_B^2(\tau)} = \overline{n_{1B}^2(\tau)} = M \sigma_n^2, \quad (1.5.29)$$

где

$$\sigma_n^2 = \overline{\left[\frac{1}{2} \int_0^{T_M} v(t) \eta(\tau-t) dt \right]^2} = \overline{\left[\int_0^{T_M} n(t) h(\tau-t) dt \right]^2}.$$

Поэтому

$$\frac{\overline{n_B^2(\tau)}}{|\overline{Z_B(\tau)}|^2} = \frac{1}{M \kappa^2} \frac{\sigma_n^2}{|\overline{Z_B(\tau)}|^2}. \quad (1.5.30)$$

Следовательно, дисперсия фазы, как это следует из (1.5.13) и (1.5.30), при накоплении по M периодам уменьшится в $M\kappa^2$ раз по сравнению с дисперсией, найденной по одному периоду.

1.5.4. Оценка времени прихода сигнала по характерным точкам сигнальной функции. Возвращаясь к (1.5.8), видим, что сигнальная функция $s_B(\tau)$ есть функция разности времен прихода сигнала и опорного напряжения (τ); $s_B(\tau)$ является произведением двух множителей: медленно изменяющегося в зависимости от τ модуля огибающей выходного сигнала $|Z_B(\tau)|$ и быстро осциллирующего $\exp i[\omega_Z \tau + \arg Z_B(\tau)]$. Это явление общеизвестно [14].

В связи, радиолокации, в импульсных радионавигационных устройствах обычно имеют дело с огибающей выходного сигнала; его высокочастотное заполнение или, как обычно говорят, «тонкую» структуру выходного сигнала не используют. В ФРНС основную информацию о времени прихода сигнала получают измерением фазы высокочастотного заполнения сигнальной функции. Таким образом, под ФРНС можно понимать такие радионавигационные системы, в которых для определения НП используется «тонкая» структура сигнальной функции.

Огибающая $Z_B(\tau)$ в ФРНС используется для решения вспомогательных задач: устранения многозначности, временного разделения не перекрывающихся по времени сигналов, селекции поверхностной волны и т. п.

В радиолокации функцию $\Psi(\tau)$, определенную выражением (1.5.22) при выполнении условия (1.5.20), обычно называют *функцией неопределенности*. Для обеспечения высокой разрешающей способности и повышения точности определения времени прихода

сигнала $s(t)$ выбирают таким образом, чтобы $\Psi(\tau)$ имела бы вид периодического сигнала с импульсной огибающей (см. п. 1.6.2).

Характерные точки сигнальной функции. Компоненты сигнальной функции, как это следует из (1.5.8) с учетом (1.5.28), можно представить в виде

$$s_B(\tau) = M\kappa |Z_B(\tau)| \cos[\omega_H \tau - \varphi_H + \varphi_Z + \arg Z_B(\tau)], \quad (1.5.31)$$

$$s_{1B}(\tau) = M\kappa |Z_B(\tau)| \sin[\omega_H \tau - \varphi_H + \varphi_Z + \arg Z_B(\tau)]. \quad (1.5.31a)$$

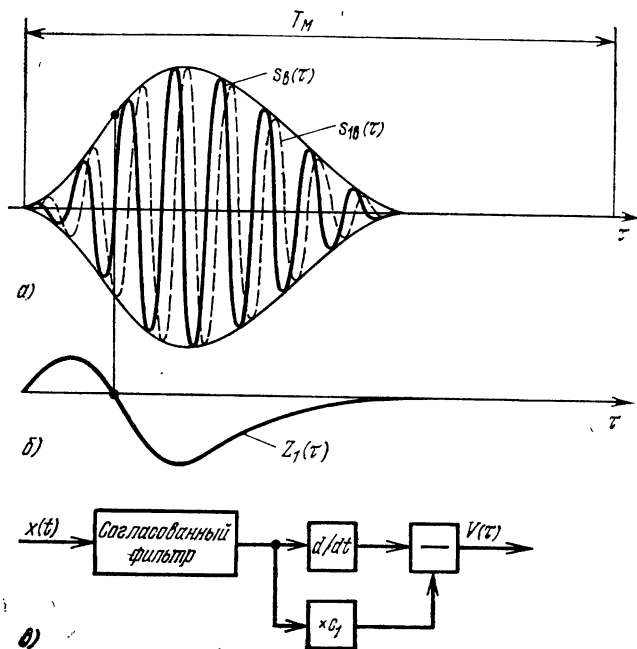


Рис. 1.5.2. Формирование характерных точек:

a — квадратурные компоненты сигнальной функции; *б* — выходной сигнал дискриминатора; *в* — схема определения характерной точки огибающей.

Из этих соотношений следует, что $s_B(\tau)$ и $s_{1B}(\tau)$ принимают нулевые значения во многих точках на оси времени в интервале $0 \leq t < T_M$ (рис. 1.5.2, *a*). Точки пересечения сигнальной функции с осью времени принято называть *характерными*. Время прихода сигнала можно определить, измерив положение характерной точки на оси времени, т. е. путем фиксации момента изменения знака сигнальной функции. Так как $s_B(\tau)$ и $s_{1B}(\tau)$ могут иметь большое число характерных точек, то измерение времени прихода сигнала может быть многозначным (в зависимости от выбора характерной точки). Для устранения многозначности измерения, иными словами, для обеспечения правильного однозначного выбора характерной точки, могут быть использованы различные методы. Один из этих методов, основанный на многошкальном измерении, был рас-

смотрен в § 1.4. Для устранения многозначности можно также использовать определение времени прихода сигнала по его огибающей и нахождение максимум-максимума многочастотного сигнала. Эти методы будут рассмотрены ниже.

Точность определения времени прихода сигнала по характерной точке. Допустим, что истинное положение характерной точки $\tau = \tau_0$. Тогда в окрестности характерной точки выходной эффект

$$x_B(\tau) \approx \frac{\partial s_B(\tau)}{\partial \tau} \Big|_{\tau=\tau_0} (\tau - \tau_0) + n_B(\tau). \quad (1.5.32)$$

Погрешность определения τ можно найти приравнением нулю (1.5.32):

$$\tau - \tau_0 = -n_B(\tau) / \frac{\partial s_B(\tau)}{\partial \tau} \Big|_{\tau=\tau_0} = -n_B(\tau) / \frac{\partial s_B(\tau_0)}{\partial \tau}.$$

Тогда дисперсия оценки времени прихода сигнала будет

$$\sigma_\tau^2 = \overline{(\tau - \tau_0)^2} = \overline{n_B^2(\tau)} / \left[\frac{\partial s_B(\tau_0)}{\partial \tau} \right]^2. \quad (1.5.33)$$

Для определения дисперсии оценки по высокочастотному заполнению сигнальных функций обратимся к выражению (1.5.31). Характерные точки $\tau = \tau_0$ могут быть найдены приравнением $s_B(\tau)$, а следовательно, и $\cos[\omega_H \tau - \varphi_H + \varphi_Z + \arg Z_B(\tau)]$ нулю. При этом, очевидно,

$$\sin[\omega_H \tau_0 - \varphi_H + \varphi_Z + \arg Z_B(\tau_0)] = 1. \quad (1.5.34)$$

Найдем теперь $\partial s_B(\tau_0) / \partial \tau$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial s_B(\tau_0)}{\partial \tau} &= \kappa M \frac{\partial |Z_B(\tau_0)|}{\partial \tau} \cos[\omega_H \tau_0 - \varphi_H + \varphi_Z + \arg Z_B(\tau_0)] - \\ &- \kappa M |Z_B(\tau_0)| \left[\omega_H + \frac{\partial}{\partial \tau} \arg Z_B(\tau_0) \right] \sin[\omega_H \tau_0 - \varphi_H + \varphi_Z + \arg Z_B(\tau_0)]. \end{aligned}$$

Принимая во внимание (1.5.34) и учитывая, что

$$\omega_H \gg \left| \frac{\partial}{\partial \tau} \arg Z_B(\tau) \right|,$$

получаем

$$\frac{\partial s_B(\tau_0)}{\partial \tau} \approx \kappa M |Z_B(\tau_0)| \omega_H.$$

С учетом (1.5.29), (1.5.33)

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{M \kappa^2} \frac{\sigma_n^2}{\omega_H^2 |Z_B(\tau_0)|^2}. \quad (1.5.35)$$

Так как погрешность измерения фазы сигнала связана очевидным соотношением с погрешностью измерения времени прихода (1.1.7), то получим

$$\sigma_\varphi^2 = \omega_H^2 \sigma_\tau^2.$$

Сопоставляя выражения (1.5.13), (1.5.30) и (1.5.35), убеждаемся, что точность определения времени прихода по характерной точке и по фазе в квадратурной схеме по алгоритму (1.5.10) одинаковая.

Определение времени прихода сигнала по его огибающей. Для определения времени прихода по огибающей сигнала должен быть применен фильтр, огибающая выходного сигнала которого равнялась бы нулю в заданной точке $\tau = \tau_0$. Такой фильтр может быть установлен в любом из квадратурных каналов, например в канале сигнала $s(t)$.

Предположим, что для обеспечения наибольшего выходного сигнала фильтра в окрестности точки $\tau = \tau_0$ необходимо выполнить равенство $\omega\tau + \varphi_Z - \varphi_H = 0$, что может быть осуществлено, например, регулированием φ_H . Тогда сигнальная функция канала, как это следует из (1.5.26), будет равна

$$Z_1(\tau) = M \kappa \operatorname{Re} Z_B(\tau) = \frac{1}{2} M \kappa \operatorname{Re} \int_0^{T_M} Z(t) H(\tau - t) dt. \quad (1.5.36)$$

Согласно (1.5.33) дисперсия σ_{τ}^2 , найденная по характерной точке, определяется следующим образом:

$$\sigma_{\tau}^2 = \overline{n^2_B(\tau)} \left[\frac{\partial}{\partial \tau} Z_1(\tau_0) \right]^{-2}. \quad (1.5.37)$$

Поэтому задача состоит в том, чтобы найти импульсную характеристику фильтра, минимизирующую дисперсию (1.5.37) при условии (см. рис. 1.5.2, б)

$$Z_1(\tau_0) = \frac{1}{2} M \kappa \operatorname{Re} \int_0^{T_M} Z(t) H(\tau_0 - t) dt = 0. \quad (1.5.38)$$

Эта задача может быть сформулирована и следующим образом [169]: зафиксировав крутизну сигнальной функции в точке оценки, т. е. положив

$$\left. \frac{\partial}{\partial \tau} Z_1(\tau) \right|_{\tau=\tau_0} = \frac{1}{2} M \kappa \operatorname{Re} \int_0^{T_M} Z(t) H'(\tau_0 - t) dt = m, \quad (1.5.39)$$

где m — произвольная постоянная, и учтя условие (1.5.38), оп-

ределим функцию $H(t)$, минимизирующую величину $\overline{n_b^2(\tau)}$ (см. (1.5.18), (1.5.29)):

$$\begin{aligned} \overline{n_b^2} &= \frac{N_0}{2} M \int_0^{T_M} h^2(t) dt = M \frac{N_0}{4} \int_0^{T_M} |H(t)|^2 dt = \\ &= M \frac{N_0}{4} \int_0^{T_M} [H_1^2(t) + H_2^2(t)] dt. \end{aligned} \quad (1.5.40)$$

Здесь $H_1(t) = \operatorname{Re} H(t)$; $H_2(t) = \operatorname{Im} H(t)$.

Таким образом, требуется найти функции $H_1(t)$ и $H_2(t)$, минимизирующие функционал (1.5.40) при дополнительных условиях (1.5.38) и (1.5.39), т. е. решить обычную задачу вариационного исчисления. По теореме Лагранжа — Эйлера [15] искомые функции $H_1(t)$ и $H_2(t)$ должны быть найдены из уравнений

$$\frac{\partial F}{\partial H_1} - \frac{d}{dt} \frac{\partial F}{\partial H_1'} = 0; \quad \frac{\partial F}{\partial H_2} - \frac{d}{dt} \frac{\partial F}{\partial H_2'} = 0. \quad (1.5.41)$$

Вспомогательная функция $F(H_1, H_1', H_2, H_2')$ составляется из подынтегральных выражений (1.5.33) — (1.5.40):

$$\begin{aligned} F(H_1, H_1', H_2, H_2') &= |H(t)|^2 + \lambda_1 \operatorname{Re} H(t) Z(\tau - t) + \\ &+ \lambda_2 \operatorname{Re} H'(t) Z(\tau - t), \end{aligned}$$

где λ_1 и λ_2 — так называемые множители Лагранжа.

Из (1.5.41) получим

$$H_1(t) = -\frac{\lambda_2}{2} \left[\operatorname{Re} Z'(\tau - t) + \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \operatorname{Re} Z(\tau - t) \right],$$

$$H_2(t) = \frac{\lambda_2}{2} \left[\operatorname{Im} Z'(\tau - t) + \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \operatorname{Im} Z(\tau - t) \right],$$

откуда

$$H(t) = H_1(t) + i H_2(t) = -\frac{\lambda_2}{2} [Z'(\tau - t) + c_1 Z(\tau - t)]. \quad (1.5.42)$$

Здесь $c_1 = \lambda_1 / \lambda_2$; множитель $-\lambda_2 / 2$, пропорциональный константе m (1.5.39), в дальнейшем опущен. Подставляя (1.5.42) в (1.5.36), получаем

$$Z_1(\tau) = M \operatorname{Re} [\Psi_1'(\tau) + c_1 \Psi_1(\tau)], \quad (1.5.43)$$

где $\Psi(\tau) = \frac{1}{2} \int_0^{T_M} Z(t) Z^*(t - \tau) dt$.

Подставляя (1.5.43) в (1.5.38), находим

$$c_1 = -\operatorname{Re} \Psi_1'(\tau_0) / \operatorname{Re} \Psi_1(\tau_0).$$

Таким образом, для получения наилучшей (по минимуму σ_{τ}^2) точности оценки времени прихода по огибающей сигнал следует подвергнуть согласованной фильтрации. Характерная точка огибающей при этом формируется как разность дифференцированного и недифференцированного выходного сигнала, взятого с определенным весовым коэффициентом c_1 (см. рис. 1.5.2, в).

Подставляя (1.5.42) в (1.5.37), можно получить

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{N_0 [\Psi''(0) + c_1^2 \Psi(0)]}{\{\text{Re} [\Psi''(\tau_0) + c_1 \Psi'(\tau_0)]\}^2} \frac{1}{M\pi^2}. \quad (1.5.44)$$

Если $\tau_0=0$ и $\Psi'(\tau_0)=0$ (обычный случай оценки по «верхушке» сигнальной функции), то из (1.5.44) следует общеизвестный результат [14]

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{N_0}{\Psi(0) M\pi^2} \frac{1}{\beta^2},$$

где $\beta^2 = \Psi''(0) / \Psi(0)$.

Когда согласованную фильтрацию осуществить нельзя (например, в ФРНС «Лоран-С», см. § 2.4), принцип построения схемы (см. рис. 1.5.2, в) и соответствующий ей алгоритм оценки времени прихода сигнала по характерной точке должны быть сохранены. В этом, более общем случае, выходной эффект

$$V(\tau) = X'_1(\tau) + c_1 X_1(\tau), \quad (1.5.45)$$

где $X_1(\tau) = \frac{1}{2} \text{Re} \int_0^{\tau} X(t) H(\tau - t) dt$;

$$c_1 = -X'_1(\tau_0) / X_1(\tau_0).$$

При этом дисперсия

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{\sigma_{\pi}^2}{c_1^2 X_1^2(\tau_0)} \frac{(1 + \beta_{\text{H}}^2 c_1^{-2})}{[1 - X'_1(\tau_0) / X(\tau_0) c_1^2]^2}, \quad (1.5.46)$$

где $\sigma_{\pi}^2 = \frac{1}{4} N_0 \int_0^{T_M} |H(t)|^2 dt$,

$$\beta_{\text{H}}^2 = \int_0^{T_M} |H'(t)|^2 dt \int_0^{T_M} |H(t)|^2 dt. \quad (1.5.47)$$

Следящий измеритель времени прихода сигнала. Автоматическое измерение времени прихода сигнала может быть осуществлено следящим измерителем (рис. 1.5.3, а). Смесь сигнала и помехи $x(t)$ и опорный сигнал $h(\tau-t)$ поступают на перемножитель, а с его выхода — на интегратор. В моменты времени, кратные T (см. п. 1.5.3, выражение (1.5.23)), выходной сигнал интегратора вводится в устройство, управляющее временным модулятором, а сам интегратор обнуляется. После этого процесс накопления сиг-

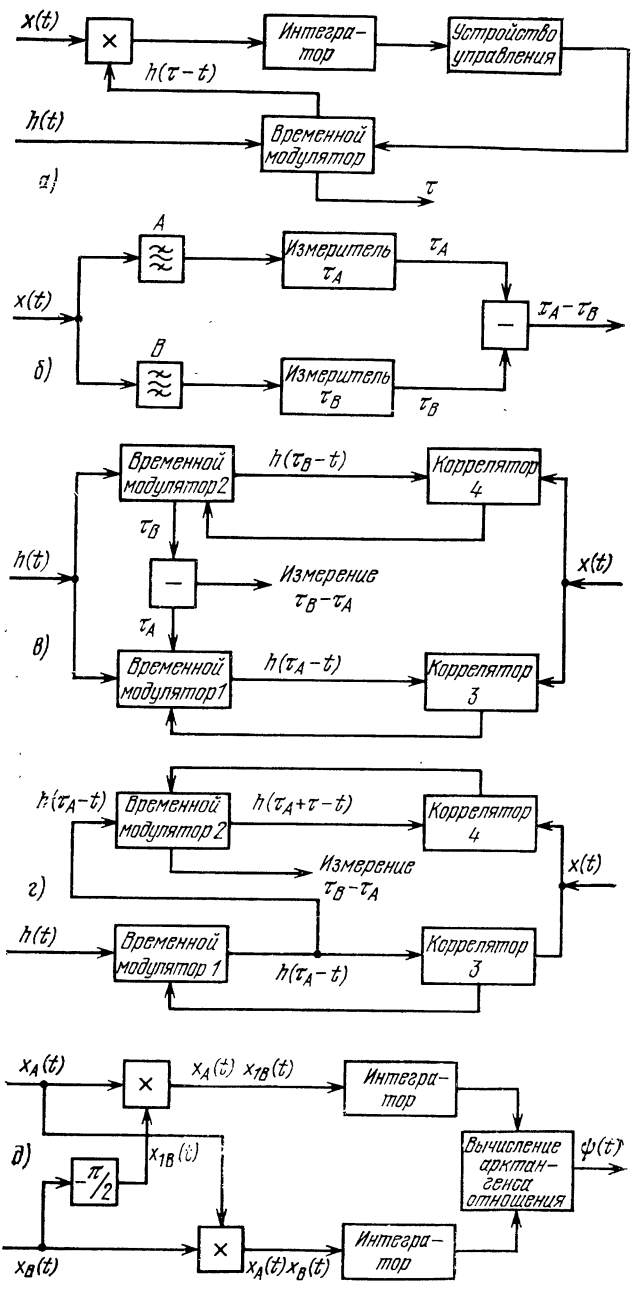


Рис. 1.5.3. Схемы измерения времени и разности времени прихода сигнала.

нала в интеграторе возобновляется. *Временным модулятором* будем называть устройство, устанавливающее величину задержки τ опорного сигнала $h(\tau)$. Следящая система измерителя поддерживает среднее значение выходного эффекта $x_{\text{в}}(\tau)$ на уровне, близком к нулю. Тем самым обеспечивается автоматическое слежение за характерной точкой сигнала. Величина задержки τ является мерой времени прихода сигнала.

Такая система будет работать как дискретная: через интервалы времени, равные T , на ее вход будут воздействовать сигнальные и помеховые составляющие выходного эффекта $x_{\text{в}}(\tau)$. Дискретная последовательность $x_{\text{в}}(\tau + kT)$ может рассматриваться как выходной сигнал дискриминатора, состоящего из двух элементов: перемножителя и интегратора. В окрестности характерной точки выходной эффект определяется по (1.5.32). Поскольку коэффициент усиления устройства управления может быть выбран произвольно, результат не изменится, если обе части (1.5.32) разделить на

$$k_{\text{д}} = \left. \frac{\partial s_{\text{в}}(\tau)}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0}.$$

Тогда наряду с сигнальной составляющей выходного эффекта, численно равной $\tau - \tau_0$, на вход системы будет воздействовать импульсный шум с дисперсией σ_{τ}^2 , определяемой по формулам (1.5.33), (1.5.35) и (1.5.37). Этот шум в силу (1.5.28) является белым. Допустим, что известно Z -преобразование передаточной функции $H(z)$ дискретной следящей системы измерителя [16]. Тогда дисперсия определения времени прихода измерителем будет равна $\sigma_{\tau_{\text{в}}}^2 = \sigma_{\tau}^2 \rho$,

$$\rho = \frac{1}{2\pi i} \oint H(Z) H\left(\frac{1}{Z}\right) Z^{-1} dZ. \quad (1.5.48)$$

Коэффициент ρ характеризует эффективность фильтрации результатов измерения времени прихода сигналов по многим интервалам накопления T следящей системой измерителя.

В некоторых типах существующих приемоиндикаторов используются аналоговые следящие измерители. В этом случае интегратор после перемножителя в явном виде отсутствует. Его роль выполняет аналоговое устройство управления временным модулятором, на вход которого сигнал поступает непосредственно с перемножителя. Передаточная функция следящей системы измерителя имеет частоту среза, много меньшую $1/T_{\text{М}}$. Среднее значение полезного сигнала в окрестности характерной точки на выходе перемножителя в этом случае равно

$$\overline{s_{\text{в}}(t)} = \frac{1}{T_{\text{М}}} \left. \frac{\partial s_{\text{в}}(\tau)}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\tau - \tau_0) = \frac{k_{\text{д}}}{T_{\text{М}}} (\tau - \tau_0).$$

Корреляционная функция $B_{\text{в}}(\tau)$ помехи на выходе перемножителя [8]:

$$B_{\text{в}}(\tau) = B(\tau) \psi_{\text{н}}(\tau),$$

где $B(\tau)$ — корреляционная функция шума на входе перемножителя, а $\psi_H(\tau)$ — автокорреляционная функция опорного сигнала.

Обозначим через $F(\omega)$ спектральную плотность шума на входе измерителя. Тогда спектральная плотность шума на выходе

$$F_B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega - \omega_1) |g(\omega)|^2 d\omega,$$

где $|g(\omega)|^2$ — спектральная плотность опорного сигнала $h(t)$.

Учитывая (1.5.17), получаем

$$F_B(\omega) = \frac{1}{2} N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 d\omega.$$

Так как $h(t)$ — периодическая функция, то

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} h^2(t) dt.$$

Разделив выходной сигнал перемножителя на величину k_d/T_M , аналогично тому, как это было выполнено при выводе формулы (1.5.48), получим нормированное значение спектральной плотности помехи

$$F_B(\omega) = \left[\left(\frac{1}{2} N_0 \int_0^{T_M} h^2(t) dt \right) / k_d^2 \right] T_M = \sigma_{\tau}^2 T_M. \quad (1.5.49)$$

Обозначим $\Phi(\omega)$ передаточную функцию следящего измерителя [17]. Тогда дисперсия определения времени прихода сигнала измерителем

$$\sigma_{\tau_H}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_B(\omega) |\Phi(\omega)|^2 d\omega = \sigma_{\tau}^2 T_M \Delta F_H. \quad (1.5.50)$$

Здесь ΔF_H — полоса шумов следящей системы измерителя;

$$\Delta F_H = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(\omega)|^2 d\omega.$$

Сопоставляя (1.5.50) и (1.5.48), убеждаемся, что роль коэффициента ρ для дискретной системы при непрерывной обработке сигнала играет величина $T_M \Delta F_H$.

1.5.5. Измерение разности фаз (времен прихода) двух сигналов. При определении координат разностно-дальномерным способом (п. 1.2.5) измеряются разности времен прихода сигналов от нескольких пар неподвижных радиостанций. В этом случае прини-

маемая смесь сигналов от пары станций и помехи может быть представлена следующим образом:

$$x(t) = s_A(t_A) + s_B(t_B) + n(t)$$

или

$$\chi(t) = z_A(t_A) + z_B(t_B) + v(t).$$

Точность определения разности времен прихода двух сигналов. Выше указывалось, что сигналы $s_A(t_A)$ и $s_B(t_B)$ и соответственно $z_A(t_A)$ и $z_B(t_B)$ удовлетворяют условию ортогональности. Для наилучшей (по квадратичному критерию) оценки времени прихода сигнал $x(t)$ должен быть подвергнут согласованной фильтрации. При этом, как легко может быть показано, согласованный фильтр будет представлять собой систему из двух параллельно включенных согласованных фильтров с импульсными переходными функциями

$$\eta_A(t_1) = z_A^*(\tau_A - t); \quad \eta_B(t_2) = z_B^*(\tau_B - t).$$

При корреляционном приеме $\eta_A(t)$ и $\eta_B(t)$ должны рассматриваться как опорные сигналы. Так как $z_A(t_A)$ и $z_B(t_B)$ ортогональны при любых t_A и t_B , то $\eta_A(t_1)$ и $\eta_B(t_1 + \tau)$ также ортогональны при любых τ :

$$\int_0^{-M} \eta_A(t_1) \eta_B(t_1 + \tau) dt = \int_0^{T_M} h_{1A}(t_1) h_B(t_1 + \tau) dt = \int_0^{T_M} h_{1A}(t_1) h_{1B}(t_1 + \tau) dt = 0. \quad (1.5.51)$$

При этом функции помехи на выходе согласованных фильтров будут статистически независимыми:

$$\overline{n_A(t_1) n_B(t_2)} = \overline{n_{1A}(t_1) n_{1B}(t_2)} = \overline{n_A(t_1) n_{1B}(t_2)} = \overline{n_{1A}(t_1) n_B(t_2)} = 0 \quad (1.5.52)$$

при любых t_1 и t_2 .

Докажем справедливость (1.5.52). Имеем

$$n_A(t_1) = \int_{-\infty}^{\infty} n(t_1 - \tau_1) h_A(\tau_1) d\tau_1, \\ n_B(t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} n(t_2 - \tau_2) h_B(\tau_2) d\tau_2.$$

Далее,

$$\overline{n_A(t_1) n_B(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_A(\tau_1) \overline{n(t_1 - \tau_1) n(t_2 - \tau_2)} h_B(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_A(\tau_1) B|t_1 - t_2 + \tau_2 - \tau_1| h(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2, \quad (1.5.53)$$

где $B|\tau|$ — автокорреляционная функция $n(t)$.

В нашем случае $B|\tau| = (N_0/2)\delta(\tau)$. Поэтому из (1.5.53) получим

$$\overline{n_A(t_1)n_B(t_2)} = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h_A(\tau_1)h_B(\tau_1 + t_2 - t_1)d\tau_1 = 0$$

при любых t_1 и t_2 .

Таким образом, в связи с независимой фильтрацией сигналов, принимаемых от разных станций, время их прихода должно измеряться независимо, т. е. специальными измерителями с последующим определением (вычислением) разности результатов измерений (рис. 1.5.3,б). При этом в связи со статистической независимостью функций помехи (см. (1.5.52)) погрешности измерений времени прихода сигналов от различных опорных станций будут также статистически независимыми. Поэтому дисперсия разности времен прихода сигналов будет равна сумме дисперсий времени прихода каждого из сигналов:

$$\sigma_{\tau_{AB}}^2 = \sigma_{\tau_A}^2 + \sigma_{\tau_B}^2. \quad (1.5.54)$$

В ФРНС дальномерного и разностно-дальномерного типа в соответствии со сказанным при реализации методов, обеспечивающих наилучшую оценку РНП (согласованная фильтрация или корреляционный прием), практически всегда имеет место статистическая независимость ошибок измерений, вызванная шумами. Измерители, в которых определение фазы или времени прихода принимаемых сигналов обеспечивается путем линейной обработки выходных сигналов корреляторов, называются *корреляционными*.

Схемы измерения разности времен прихода сигналов следящими измерителями. На рис. 1.5.3,в и г изображены схемы измерения времен прихода следящими измерителями.

На схеме, называемой параллельной (рис. 1.5.3,в), временные модуляторы 1 и 2 формируют опорные сигналы $h(\tau_A - t)$ и $h(\tau_B - t)$, поступающие на корреляторы 3 и 4. Выходные сигналы корреляторов используются как управляющие для слежения за характерными точками сигналов, излучаемых станциями А и В. Таким образом, времена прихода обоих сигналов τ_A и τ_B измеряются независимо и разность результатов измерений $\tau_B - \tau_A$ отсчитываются на выходе вычитающего устройства. В связи со статистической независимостью результатов измерений дисперсия $\sigma_{\tau_{AB}}^2$ разности времен прихода сигналов будет удовлетворять соотношению (1.5.54).

На последовательной схеме, изображенной на рис. 1.5.3,г, временные модуляторы включены последовательно. Измеритель времени прихода сигнала от станции А работает так же, как и в параллельной схеме (рис. 1.5.3,в). В результате работы следящего измерителя опорный сигнал на выходе блока 1 будет равен $h(\tau_A - t)$. Этот сигнал получает дополнительный временной сдвиг τ в блоке 2, вследствие чего временной сдвиг опорного сигнала

в нем будет $\tau_A + \tau$. Но так как осуществляется слежение за характерной точкой сигнала, излучаемого станцией B , этот сдвиг должен быть равным τ_B . Поэтому $\tau = \tau_B - \tau_A$.

Работа следящего измерителя разности времен прихода сигналов принципиально отличается от работы следящего измерителя времени прихода сигнала, излучаемого станцией A , и от работы измерителей в параллельной схеме, так как на него оказывают воздействие не только помехи n_{BB} , но и флуктуации времени задержки опорного сигнала, вызываемые $n_{BA}(\tau)$.

Анализ работы последовательной схемы показывает, что точность определения разности прихода сигналов ею при одном и том же уровне помех и флуктуаций τ_A и τ_B , вызванных движением объекта, ниже, чем в параллельной схеме.

Измерение разности фаз сигналов двухканальными измерителями. В приемондикаторах ФРНС некоторых типов измеряется разность фаз сигналов от двух станций, полученных с выхода многоканального приемника (см. § 2.1, 2.2).

Обозначим через $\chi_A(t)$ и $\chi_B(t)$ смеси сигналов и помех на выходе каналов, обеспечивающих соответственно прием сигналов от станций A и B :

$$\chi_A(t) = x_A(t) + ix_{1A}(t); \quad \chi_B(t) = x_B(t) + ix_{1B}(t).$$

Допустим, что сигналы $z_A(t)$ и $z_B(t)$ не являются ортогональными. В соответствии с (1.5.3) фазы смеси сигналов и помехи в каналах A и B будут

$$\varphi_A(t) = \text{arctg } x_{1A}(t)/x_A(t); \quad \varphi_B(t) = \text{arctg } x_{1B}(t)/x_B(t). \quad (1.5.55)$$

Разность фаз $\psi(t)$ можно найти по алгоритму

$$\begin{aligned} \psi(t) &= \varphi_B(t) - \varphi_A(t) = \text{arctg } \left[\frac{x_{1B}(t)}{x_B(t)} \right] - \text{arctg } \left[\frac{x_{1A}(t)}{x_A(t)} \right] = \\ &= \text{arctg } \frac{x_A(t) x_{1B}(t) - x_B(t) x_{1A}(t)}{x_A(t) x_B(t) + x_{1A}(t) x_{1B}(t)}. \end{aligned} \quad (1.5.56)$$

Учитывая тождество

$$\chi_A(t) \chi_B(t) = x_A x_B + x_{1A} x_{1B} + i(x_A x_{1B} - x_B x_{1A}), \quad (1.5.57)$$

из (1.5.56), получаем

$$\psi(t) = \text{arctg } [\text{Im } \chi_A^*(t) \chi_B(t) / \text{Re } \chi_A^*(t) \chi_B(t)]. \quad (1.5.58)$$

Обозначим $\xi_\Sigma(t) = \chi_A(t) + \chi_B(t)$; $\xi_\Delta(t) = \chi_B(t) - \chi_A(t)$.

С помощью выкладок легко показать, что

$$|\xi_\Sigma(t)|^2 - |\xi_\Delta(t)|^2 = 4(x_A x_B + x_{1A} x_{1B}),$$

$$\text{Im } [\xi_\Sigma(t) \xi_\Delta(t)] = 2(x_A x_{1B} - x_B x_{1A}).$$

Тогда из (1.5.56) получим

$$\psi(t) = \text{arctg } \{2\text{Im } [\xi_\Sigma^*(t) \xi_\Delta(t)] / [|\xi_\Sigma(t)|^2 - |\xi_\Delta(t)|^2]\}. \quad (1.5.59)$$

В [18] показано, что этот алгоритм обеспечивает оценку максимального правдоподобия разности фаз двухканальными измерителями для нормально

распределенной помехи. Однако, как вытекает из изложенного, этот алгоритм следует также из определения разности фаз аналитических сигналов и не зависит от закона распределения помехи. Следуя [18], для улучшения точности оценки произведем сглаживание квадратурных компонент. Тогда из (1.5.58) и (1.5.59) получим

$$\psi(t) = \arctg \frac{2 \int_0^T \text{Im} [\xi_{\Sigma}(t) \xi_{\Delta}(t)] dt}{\int_0^T [|\xi_{\Sigma}(t)|^2 - |\xi_{\Delta}(t)|^2] dt} = \arctg \frac{\int_0^T \text{Im} [\chi_A^*(t) \chi_B(t)] dt}{\int_0^T \text{Re} [\chi_A^*(t) \chi_B(t)] dt}. \quad (1.5.60)$$

Подставляя в (1.5.60) действительную и мнимую части $\chi_A^*(t) \chi_B(t)$ из (1.5.57) и учитывая очевидные соотношения

$$\int_0^T x_A(t) x_B(t) dt = \int_0^T x_{1A}(t) x_{1B}(t) dt,$$

$$\int_0^T x_A(t) x_{1B}(t) dt = - \int_0^T x_{1A}(t) x_B(t) dt,$$

находим простой алгоритм оценки разности фаз

$$\psi(t) = \arctg \left\{ \frac{\int_0^T x_A(t) x_{1B}(t) dt}{\int_0^T x_A(t) x_B(t) dt} \right\}. \quad (1.5.61)$$

На рис. 1.5.3,д изображена схема двухканального разомкнутого измерителя разности фаз. Следящий двухканальный измеритель разности фаз в качестве дискриминатора в соответствии с (1.5.61) и учитывая сказанное в п. 1.5.4, должен иметь перемножитель компонент смеси $x_A(t)x_B(t)$ или $x_A(t)x_{1B}(t)$.

Полученный алгоритм (1.5.61) во многом аналогичен исходному алгоритму (1.5.55). Этот результат можно объяснить следующим образом. Образум взаимокорреляционную функцию для выходных сигналов каналов. Тогда фаза взаимокорреляционной функции должна быть найдена в соответствии с алгоритмом (1.5.3) или по характерной точке (методом фиксации момента перехода взаимокорреляционной функции через нуль).

Из (1.5.13) определим дисперсию фазы, где $\overline{n_B^2(t)}$ — дисперсия шумовой составляющей функции

$$\int_0^T \text{Re} [\chi_A^*(t) \chi_B(t)] dt.$$

Величину $|z(t)|$ в этом случае следует заменить модулем сигнальной составляющей

$$\int_0^T \chi_A^*(t) \chi_B(t) dt.$$

Пусть теперь $S_A(t)$ и $S_B(t)$ — огибающие сигналов в каналах A и B , $|k_A(\omega)|$ и $|k_B(\omega)|$ — амплитудно-частотные характеристики каналов A и B .

Тогда, как нетрудно показать, из (1.5.13) получим

$$\sigma_{\varphi}^2 = \sigma_{\varphi A}^2 + \sigma_{\varphi B}^2 + \frac{(N_0)^2 \int_{-\infty}^{\infty} |k_A(\omega)|^2 |k_B(\omega)|^2 d\omega}{2\pi \left| \int_0^T |\dot{S}_A^*(t) S_B(t)| dt \right|^2}, \quad (1.5.62)$$

где

$$\sigma_{\varphi B}^2 = \frac{N_0 \int_0^T |S_A(t)|^2 dt}{\left[\int_0^T |\dot{S}_A^*(t) S_B(t)| dt \right]^2}; \quad \sigma_{\varphi A}^2 = \frac{N_0 \int_0^T |S_B(t)|^2 dt}{\left[\int_0^T |\dot{S}_A^*(t) S_B(t)| dt \right]^2}.$$

Допустим $S_A(t) = S_{0A}$ и $S_B(t) = S_{0B}$. Обозначим через q_A и q_B отношения сигнала к шуму в соответствующих каналах:

$$q_A^2 = 2N_0 \Delta f_A / S_{0A}^2 T \quad \text{и} \quad q_B^2 = 2N_0 \Delta f_B / S_{0B}^2 T,$$

где Δf_A и Δf_B — полосы шумов приемных каналов:

$$\Delta f_A = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |k_A(\omega)|^2 d\omega; \quad \Delta f_B = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |k_B(\omega)|^2 d\omega.$$

Тогда из (1.5.62) следует

$$\sigma_{\varphi}^2 = \sigma_{\varphi A}^2 + \sigma_{\varphi B}^2 + \frac{1}{4q_A^2 q_B^2 T} \left[\frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |k_A(\omega)|^2 |k_B(\omega)|^2 d\omega}{\Delta f_A \Delta f_B T} \right]. \quad (1.5.63)$$

При этом

$$\sigma_{\varphi A}^2 = \frac{\sigma_{nA}^2}{2q_A^2 \Delta f_A T}; \quad \sigma_{\varphi B}^2 = \frac{\sigma_{nB}^2}{2q_B^2 \Delta f_B T},$$

и $\sigma_{nA}^2 = N_0 \Delta f_A$, $\sigma_{nB}^2 = N_0 \Delta f_B$.

Из (1.5.63), учитывая (1.5.19) и (1.5.54), получаем, что при $q_A^2 \gg 1$ и $q_B^2 \gg 1$ непосредственное измерение разности фаз обеспечивает такую же точность, как и раздельное измерение фазы каждого канала с последующим образованием разности. Последнее слагаемое обуславливается взаимодействием шумов обоих каналов, которые, как указывалось выше, считаются некоррелированными. Очевидно, что минимальное значение дисперсии оценки фазы будет иметь место при обеспечении согласованной фильтрации в каналах A и B . При согласованной фильтрации $q_A^2 \gg 1$ и $q_B^2 \gg 1$, поэтому точность определения разности фаз будет такой же, как и при раздельном измерении фазы в каждом из каналов с последующим вычитанием.

1.5.6. Однозначное измерение времени прихода многочастотного сигнала. В п. 1.4.2 указывалось, что устранение многозначности фазовых измерений может быть осуществлено с помощью многошкального измерения фаз принимаемых сигналов, в пп. 1.4.3, 1.4.6 были даны алгоритмы однозначного определения фазы (времени прихода) сигналов. При этом показано, что многозначность может быть устранена при одновременном измерении фазы сигналов в нескольких каналах.

Пусть, как и в § 1.4, принимаемый сигнал состоит из l гармонических составляющих:

$$s(t) = \sum_{k=1}^l S_k \cos(\omega_k t + \alpha_k + \omega_k \tau), \quad (1.5.64)$$

где S_k , ω_k , α_k — соответственно амплитуда, угловая частота и фаза принимаемого сигнала в k -м канале; $s(t)$ — сигнал при дальномерном способе определения координат.

В случае разностно-дальномерного способа сигнал $s(t)$ можно записать в следующей форме:

$$s(t) = \sum_{k=1}^l [S_{kA} \cos(\omega_k t + \alpha_{kA} + \omega_k \tau_A) + S_{kB} \cos(\omega_k t + \alpha_{kB} + \omega_k \tau_B)]. \quad (1.5.65)$$

Символы A и B характеризуют принадлежность соответствующих параметров сигналам, излучаемым разными станциями.

В формулах (1.5.64) и (1.5.65) величины τ , τ_A и τ_B — времена распространения сигналов. Допустим, что помехи в каналах представляют собой стационарные случайные нормальные процессы $n_k(t)$ со спектральной плотностью N_{0k} . Смесь сигнала и помехи в k -м канале обозначим $x_k(t)$.

Функции правдоподобия для многочастотного сигнала. Функция правдоподобия для дальномерного способа (1.5.64) может быть представлена в виде

$$p(x/\tau) = \kappa_1 \exp \left[\sum_{k=1}^l \frac{S_{kA}^2 T}{N_{0k}} \cos(\omega_k \tau + \alpha_k) \right].$$

Здесь κ_1 — коэффициент, не зависящий от τ ; T — время наблюдения.

Для разностно-дальномерного способа имеет место аналогичное выражение

$$p(x/\tau_A, \tau_B) = \kappa_2 \exp \left\{ \sum_{k=1}^l \frac{S_{kA}^2 T}{N_{0k}} \cos[\omega_k (\tau - \tau_A) - \alpha_{kA}] + \frac{S_{kB}^2 T}{N_{0k}} \cos[\omega_k (\tau - \tau_B) - \alpha_{kB}] \right\}. \quad (1.5.65a)$$

В разностно-дальномерной системе параметры $\omega_k \tau$ должны рассматриваться как паразитные случайные величины, равномерно распределенные на интервале $-\pi \leq \omega_k \tau \leq \pi$. Они могут быть исключены интегрированием, в результате чего получим

$$p(x/(\tau_A - \tau_B)) = k_3 \prod_{k=1}^l I_0(Q_k), \quad (1.5.66)$$

где $I_0(\cdot)$ — бесселева функция I рода нулевого порядка от мнимого аргумента.

Величина

$$Q_k = \{Q_{kA}^2 + Q_{kB}^2 + 2Q_{kA}Q_{kB} \cos [\omega(\tau_A - \tau_B) + \alpha_{kA} - \alpha_{kB}]\}^{1/2},$$

при этом

$$Q_{kA} = S_{kA}^2 T / N_{0k}; \quad Q_{kB} = S_{kB}^2 T / N_{0k}. \quad (1.5.67)$$

Время наблюдения для устранения многозначности и выполнения точного определения времени прихода всегда выбирается достаточно большим. Поэтому $Q_{kA} \gg 1$ и $Q_{kB} \gg 1$. Тогда, воспользовавшись асимптотическим представлением $I_0(x)$ для больших аргументов, можно получить

$$p(x/(\tau_A - \tau_B)) = \kappa_4 \exp \sum_{k=1}^l Q_k. \quad (1.5.68)$$

(коэффициенты $\kappa_2 - \kappa_4$ не зависят от параметров τ , τ_A и τ_B).

Максимально правдоподобная однозначная оценка времени прихода сигналов. Максимально правдоподобная оценка τ для дальномерного способа будет иметь место, когда логарифм функции правдоподобия максимален. При этом имеем

$$R(\tau) = \sum_{k=1}^l Q_{0k} \cos(\omega_k \tau + \alpha_k) = \max. \quad (1.5.69)$$

Здесь $Q_{0k} = S_{kA}^2 T / N_{0k}$.

Интересно отметить, что если шумы во всех каналах одинаковы, то выражение (1.5.69) эквивалентно следующему:

$$R_1(\tau) = \sum_{k=1}^l S_k^2 \cos(\omega_k \tau + \alpha_k) = \max.$$

Таким образом, наиболее правдоподобная однозначная оценка времени прихода может быть определена в точке, где суммарный выходной сигнал каналов достигает абсолютного максимума. Этот принцип устранения многозначности применен в РНС «Декка» (см. § 2.1).

В случае дальномерного способа все частоты f_k являются высшими гармониками некоторой низкой частоты F , обычно равной наименьшей разности частот излучаемых гармонических составляющих. Следовательно, $R(\tau)$ (см. (1.5.69)) — периодическая функция τ с периодом, равным T .

На интервале длительностью T функция $R(\tau)$ будет иметь несколько максимумов, один из которых будет наибольшим. Интервалы между соседними максимумами будут переменными величинами, близкими к периоду средней частоты спектра и к некоторой определенной величине τ_0 (см. п. 1.4.5). Предположим, что фазовые сдвиги α_k невелики. Пусть при этом на q -м периоде τ_0 достигается максимум-максимум $R(\tau)$. При этом в окрестности точки τ

$$\cos(\omega_k \tau + \alpha_k) \approx 1 - (\omega_k \tau + \alpha_k)^2 / 2.$$

Но из (1.5.69) следует, что оценка максимального правдоподобия имеет место тогда, когда квадратичная форма

$$T = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^l Q_{0k} (\omega_k \tau + \alpha_k)^2$$

достигает минимума, или в векторной форме

$$T = 1/2 (\mathbf{f}\tau - \boldsymbol{\varphi})^T \mathbf{Q}_0 (\mathbf{f}\tau - \boldsymbol{\varphi}), \quad (1.5.69a)$$

где \mathbf{Q}_0 — диагональная матрица с элементами Q_{0k} ; $\boldsymbol{\varphi}$ — вектор фазовых сдвигов $-\alpha_k$.

Нетрудно показать, что функция правдоподобия (1.5.68) будет иметь максимумы в тех же точках, что и функция

$$R(\tau) = \sum_{k=1}^l P_k \cos[\omega_k (\tau_A - \tau_B) + (\alpha_{kA} - \alpha_{kB})],$$

где

$$P_k = Q_{kA} Q_{kB} / (Q_{kA} + Q_{kB}). \quad (1.5.70)$$

Далее можно показать, что оценка максимального правдоподобия величины $\tau = \tau_A - \tau_B$ имеет место тогда, когда квадратичная форма

$$T = (\mathbf{f}\tau - \boldsymbol{\varphi})^T \mathbf{P} (\mathbf{f}\tau - \boldsymbol{\varphi}) \quad (1.5.71)$$

достигает минимума. Здесь $\boldsymbol{\varphi}$ — вектор разности фазовых сдвигов $\alpha_{kA} - \alpha_{kB}$; \mathbf{P} — диагональная матрица с элементами P_k .

Сравнение методов однозначного определения времени прихода сигнала по максимуму сигнальной функции и алгоритму (1.4.15). Алгоритм (1.4.15) обеспечивает оценку, минимизирующую квадратичную форму (1.4.14). Квадратичная форма (1.4.14) идентична формам (1.5.69a) и (1.5.71), так как можно показать, что входящие в них матрицы \mathbf{Q} и \mathbf{P} являются соответственно обратными ковариационными матрицами ошибок измерений многочастотного сигнала для дальномерного и разностно-дальномерного способов,

в чем нетрудно убедиться, сравнив (1.5.67) с (1.5.19) и (1.5.70) с (1.5.54).

Следовательно, оценка времени прихода сигнала по максимуму сигнальной функции приемника, осуществляющего его согласованную фильтрацию, эквивалентна оценке этой величины по методу наименьших квадратов (1.4.15), т. е. по результатам измерения фаз компонент многочастотного сигнала.

1.6. Методы ослабления влияния ионосферы на точность оценки времени прихода сигналов

1.6.1. Погрешности оценки времени прихода сигналов, вызываемые пространственными волнами. Выше в п. 1.5.1 уже говорилось, что в точке приема могут интерферировать несколько сигналов. На рис. 1.6.1 сплошной линией обозначена огибающая $|Z_B^{(1)}(\tau)$ полезного сигнала поверхностной радиоволны, штриховой — огибающая $Z_B^{(2)}(\tau)$ сигнала, отраженного от ионосферы:

$$z_B^{(1)}(\tau) = |Z_B^{(1)}(\tau)| \cos[\omega\tau + \varphi_0 + \Phi(\tau)], \quad (1.6.1)$$

$$z_B^{(2)}(\tau) = |Z_B^{(2)}(\tau - \tau_3)| \cos[\omega(\tau - \tau_3) + \varphi_H + \varphi_0 + \Phi(\tau - \tau_3)], \quad (1.6.2)$$

где $\Phi(\tau) = \arg Z_B(\tau)$; τ_3 — запаздывание отраженной радиоволны относительно поверхностной; φ_H — аргумент коэффициента отражения от ионосферы.

Поэтому выходной сигнал $z_B(\tau) = z_B^{(1)}(\tau) + z_B^{(2)}(\tau)$.

Задача разрешения состоит в том, чтобы в присутствии флюктуационных помех произвести правильную оценку τ , используя тонкую структуру сигнала и его огибающую. В п. 1.6.2 рассмотрен простейший метод разрешения, основанный на временной селекции поверхностной радиоволны, и оценена его погрешность. Этот наиболее известный и часто применяемый метод устранения влияния пространственных волн будем называть методом «отсечки». В п. 1.6.3 излагаются вопросы точности оценки времени прихода сигналов в присутствии пространственных волн на фоне флюктуационных радиопомех.

Оценка времени прихода сигнала по фазе выходного сигнала в присутствии пространственной волны. В результате интерференции выходной сигнал приемника $z_B(\tau)$ с учетом (1.6.1) и (1.6.2), будет равен

$$z_B(\tau) = |Z(\tau)| \cos[\omega\tau + \varphi_0 + \Phi(\tau) + \Delta\varphi],$$

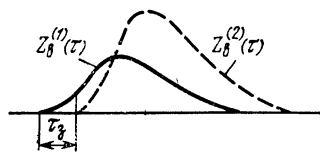


Рис. 1.6.1. Временная селекция пространственной волны.

где $|Z(\tau)|$ — огибающая суммы интерферирующих сигналов $z_B^{(1)}(\tau)$ и $z_B^{(2)}(\tau)$,

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\gamma \sin [\omega\tau_3 + \varphi_H + \Phi_2(\tau - \tau_3) - \Phi_1(\tau)]}{1 + \gamma \cos [\omega\tau_3 + \varphi_H + \Phi_2(\tau - \tau_3) - \Phi_1(\tau)]}, \quad (1.6.3)$$

$$\Phi_1(\tau) = \arg Z_B^{(1)}(\tau),$$

$$\Phi_2(\tau) = \arg Z_B^{(2)}(\tau), \quad (1.6.4)$$

$$\gamma = |Z_B^{(2)}(\tau - \tau_3)| / |Z_B^{(1)}(\tau)|.$$

Формула (1.6.3) справедлива в области значений τ , для которой $\gamma \leq 1$. Таким образом, из (1.6.3) и (1.6.4) следует, что искажение фазы выходного сигнала будет малым, если $\gamma \ll 1$. При этом

$$\Delta\varphi \approx \gamma \sin [\omega\tau_3 + \varphi_H + \Phi_2(\tau - \tau_3) - \Phi_1(\tau)].$$

Фаза сигнала биений в присутствии пространственной волны. Пусть сигнал представлен выражением (1.5.64), $l=2$. Допустим $\omega_2 - \omega_1 = \Omega \ll \omega_2$. Тогда может быть принято, что модуль и аргумент коэффициента отражения для всех спектральных составляющих сигнала один и тот же. Поэтому сигнал, отраженный от ионосферы, можно записать в виде

$$s^{(2)}(t) = S^{(2)}(t - \tau_3) [\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \cos(\omega_2 t + \varphi_2)],$$

где $\varphi_1 = -\omega_1 \tau_3 + \varphi_H$; $\varphi_2 = -\omega_2 \tau_3 + \varphi_H$.

Опуская громоздкие выкладки, приведем выражение для величины искажений фазы биений

$$\Delta\Phi = \operatorname{arctg} [\gamma_3 \sin \alpha / (1 + \gamma_3 \cos \alpha)],$$

где

$$\gamma_3 = [2\gamma / (1 - \gamma^2)] \{ \cos [(\omega + \Omega/2) \tau_3 - \varphi] + \gamma \cos(\Omega\tau/2) \}$$

и $\gamma = S^{(2)}(t - \tau_3) / S^{(1)}(t)$; $\alpha = \Omega\tau_3/2$.

Смещение оценки времени прихода по огибающей выходного сигнала в присутствии пространственной волны. Допустим, что вызываемая интерференцией волн ошибка $\Delta\tau$ не слишком велика. В этом случае выходной сигнал в окрестности характерной точки τ_0 огибающей в соответствии с (1.5.32) будет пропорционален $\Delta\tau = \tau - \tau_0$:

$$s_B^{(1)}(\tau) = [Z'_{1'}(\tau_0) + c_1 Z'_{1'}(\tau_0)] \Delta\tau. \quad (1.6.5)$$

Учитывая, что для всех сигналов имеет место соотношение (1.5.45), составляющая сигнальной функции, создаваемая пространственной волной, будет равна

$$s_B^{(2)}(\tau) = \gamma [Z'_1(\tau - \tau_3) + c_1 Z_1(\tau - \tau_3)] \cos[\omega\tau + \varphi], \quad (1.6.5a)$$

где φ — полный фазовый сдвиг между сигналами пространственной и поверхностной волн в точке приема.

Тогда получаем уравнение для определения погрешности $\Delta\tau$

$$s_B^{(2)}(\tau) = s_B^{(1)}(\tau).$$

Отсюда с учетом (1.6.5) и (1.6.5a) находим

$$\Delta\tau = \gamma \frac{Z'_1(\tau_0 - \tau_3) + c_1 Z_1(\tau_0 - \tau_3)}{Z''_1(\tau_0) + c_1 Z'_1(\tau_0)} \cos(\omega\tau_0 + \varphi). \quad (1.6.5b)$$

Требования к огибающей выходного сигнала. Выражение (1.6.5b) устанавливает связь между смещением оценки, вызванным пространственной волной, и огибающей выходного сигнала приемника.

Поэтому областью оценки НП может быть лишь интервал значений τ , для которых $Z_1(\tau - \tau_3) \approx 0$, а $|Z_1(\tau)| \neq 0$. Но этому условию сигнальная функция $z(\tau)$ может удовлетворить только тогда, когда ее огибающая имеет импульсную форму (см. рис. 1.6.1) и время прихода сигнала определяется по ее фронту, длительность которого должна быть менее τ_3 . В диапазоне ДВ величина $\tau_3 \geq 30$ мкс.

Импульсная огибающая выходного сигнала может быть образована с помощью сигналов с различными законами модуляции. С точки зрения оценки времени прихода сигналов и ослабления влияния пространственной волны на точность определения τ имеет значение только форма огибающей сигнальной функции.

1.6.2. Сигналы с импульсной огибающей сигнальной функции.

Сигналы с импульсной амплитудной модуляцией обладают импульсной огибающей автокорреляционной функции. Допустим, что сигналы, излучаемые станциями РНС, представляют собой импульсы с высокочастотным заполнением. Необходимым условием правильной работы РНС является отсутствие перекрытия (ортogonalности) сигналов станций системы или изменения порядка их приема в любой точке рабочей зоны по сравнению с порядком их излучения. Это условие в свою очередь определяет величину периода повторения T_M , который зависит от величины кодовых задержек ведомых станций и, главным образом, от времени распространения сигналов вдоль баз. Из формулы (1.5.50) следует, что дисперсия σ_τ^2 прямо пропорциональна T_M , т. е. чем реже следуют импульсы, тем больше погрешность измерений. Поэтому РНС с сигналом в виде одиночного импульса практически не используются. Подобные системы тем не менее представляют интерес с методической точки зрения, так как дают возможность выявить основные особенности, свойственные РНС с импульсной огибающей выходного сигнала:

— необходимость «окраски» сигнала одной из станций РНС (например ведущей) для ее опознавания. При этом сигналы ведомых станций могут быть обнаружены в соответствии с известным порядком следования за сигналом ведущей станции;

— принятый сигнал каждой станции представляет собой последовательности (часто частично перекрывающиеся) импульсов, пришедших в точку приема различными путями. Задача состоит в том, чтобы обнаружить фронт первого импульса, соответствующий сигналу поверхностной волны;

— по характерной точке огибающей на фронте производят «грубое» определение времени прихода сигнала;

— по фазе высокочастотного заполнения осуществляют «точное» измерение времени прихода, многозначность которого устраняется измерением по характерной точке огибающей.

Такие РНС получили название импульсно-фазовых (ИФРНС). В дальнейшем импульсно-фазовыми будем именовать широкий класс РНС, в которых огибающая выходного сигнала на выходе приемника имеет форму импульса, фаза заполнения которого используется для точного определения времени прихода сигнала. Перечисленные особенности свойственны в равной мере всем подобным РНС, независимо от конкретного вида излучаемых передающими станциями сигналов.

Применение сложных сигналов в ИФРНС. Из формул (1.5.19), (1.5.44), (1.5.50) следует, что дисперсия оценки времени прихода сигнала обратно пропорциональна энергии излучаемого сигнала за период T_M и параметру, характеризующему ширину спектра сигнала (при оценке времени прихода по характерной точке). Таким образом, для ИФРНС наилучшими являлись бы такие сигналы, которые обладают следующими свойствами:

— излучаются в течение максимально большей части периода излучения (большая энергия излучения);

— обладают широким спектром (большая величина β^2);

— сигнал каждой станции, или по крайней мере сигнал ведущей станции, ортогонален сигналам всех других станций (возможность различения сигналов станций);

— огибающая автокорреляционной функции сигнала и взаимокорреляционной функции принимаемого и опорного сигналов имеет форму импульса с возможно более крутым фронтом (высокая разрешающая способность по отношению к сигналу пространственных волн).

Особо следует остановиться на необходимости одновременного выполнения первого и четвертого требований: широкополосный сигнал возможно большей продолжительности должен обладать возможно более узкой автокорреляционной функцией. Эта задача решается с помощью применения сложных сигналов, а достигаемый эффект называется сжатием сигнала. Теория сжатия сигнала всесторонне изучена [19, 20]. Здесь будут лишь кратко освещены некоторые аспекты, специфические для импульсно-фазовых РНС.

Особый интерес представляют дискретно-кодированные сигналы [20], которые могут быть выражены следующим образом:

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \sum_{n=1}^N S_n(t) \exp [i 2\pi (f_0 + f_n)t + i\theta_n], & 0 < t \leq N\delta, \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases}$$

Образование дискретно-кодированного сигнала показано на рис. 1.6.2,а. Период повторения $T_M = N_1\delta$, $N_1 \geq N$, $1 \leq n \leq N$. $S_n(t)$ — действительная функция времени, одинаковая на каждом интервале δ , которая, в частности, может представлять собой сигнал длительностью δ с постоянной амплитудой. В этом случае сигнал $s(t)$ на интервале $0 \leq t \leq N\delta$ может модулироваться только по частоте или фазе (путем изменения f_n или θ_n). Зависимость f или θ_n от n определяет конкретный вид дискретно-кодированного сигнала. Подобные сигналы называются *фазовокодированными*, если $f_n = 0$. Закон изменения θ_n зависит от принятого фазового кода.

Сигнал, модулированный бинарным фазовым кодом. В этом случае θ_n может принимать одно из двух значений: $\theta_n = 0, \pi$. Поэтому соответствующий код называется *бинарным*. Допустим, что опорный сигнал можно представить в виде

$$h(t) = \left\{ \operatorname{Re} \sum_{n=1}^N S_n(t) \exp (i 2\pi f_0 t + i\theta_n) \right\}$$

и при этом удвоенная длительность функции по оси времени $S_n(t)$ не превосходит δ . Тогда огибающая взаимокорреляционной функции будет равна

$$\Psi(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{T_M} \Psi_0(\tau) \left(\sum_{n=1}^{N-k} c_{k+n} c_n + \sum_{n=1}^{k+N-N_1} c_n c_{N_1-k+n} \right), & k + N - N_1 > 0, \\ \frac{1}{T_M} \Psi_0(\tau) \left(\sum_{n=1}^{N-k} c_{k+n} c_n \right); & k + N - N_1 \leq 0, \\ \frac{1}{T_M} \Psi_0(\tau) \left(\sum_{n=1}^{N-k} c_{k+n} c_n + \sum_{n=1}^k c_n c_{N-k+n} \right), & N = N_1. \end{cases} \quad (1.6.6)$$

Здесь $\Psi_0(\tau)$ — автокорреляционная функция огибающей элементов кода

$$\Psi_0(\tau) = \frac{1}{2} \int_0^\delta S_n(t) S_n(t - \tau) dt,$$

$$c_n = \begin{cases} +1, & \text{если } \theta_n = 0, \\ -1, & \text{если } \theta_n = \pi. \end{cases}$$

Обозначив через $z(k)$ выражение в скобках в (1.6.6), получим

$$\Psi(\tau) = (1/T_M) \Psi_0(\tau) z(k).$$

Если удвоенная длительность $S_n(t)$ превышает δ , то

$$\Psi(\tau) = (1/T_M) [\Psi(\tau) z(k) + \Psi(\tau - \delta) z(k+1)].$$

Решетчатая функция $z(k)$ определяет общий вид огибающей выходного сигнала; при $k=0$ она достигает максимума, т. е. $z(0)=N$; при других значениях k значения $z(k)$ должны быть по возмож-

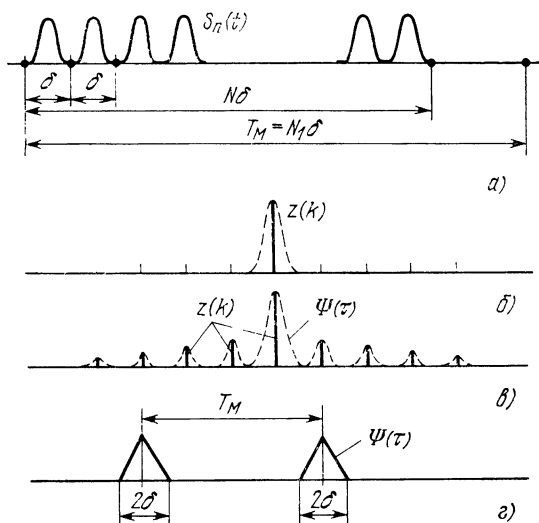


Рис. 1.6.2. Сложные сигналы в фазовых системах определения координат:
 а — дискретно-кодированные сигналы; б — идеальная автокорреляционная функция сигнала;
 б — автокорреляционная функция с боковыми лепестками; г — автокорреляционная функция
 сигнала с многофазным кодированием.

ности малы. На рис. 1.6.2, б и в жирными вертикальными линиями обозначены ординаты решетчатой функции $z(k)$, штриховыми $\Psi(\tau)$. Идеальная форма $z(k)$ изображена на рис. 1.6.2, б (единственный максимум), на рис. 1.6.2, в дана обычно получаемая форма $\Psi(\tau)$, где, кроме основного максимума, показаны боковые «лепестки» меньшей амплитуды. В ИФРНС наиболее пригодными для образования сигналов были бы ортогональные периодические последовательности одинаковой длины с автокорреляционной функцией в виде единичного максимума. К сожалению, таких кодов не существует. Поэтому используют коды, обладающие указанными свойствами на части периода T_M (см. п. 2.4.2).

Сигнал с многофазным кодом [20, 21]. Идеальная форма автокорреляционной функции может быть получена при использовании многофазных кодов. Рассмотрим периодическую кодовую послед-

довательность, состоящую из p^2 элементов, где p — простое число:

$$\exp(i\theta_n) = \{x^0_1, x^0_2, \dots, x^0_p; x^1_1, x^1_2, \dots, x^1_p, \dots, x^k_1, x^k_2, \dots, x^k_p, \dots, x^{p-1}_1, x^{p-1}_2, \dots, x^{p-1}_p\}.$$

Здесь $x_l = \exp(i2\pi l/p)$.

Можно показать, что функция неопределенности такого кода равна

$$\Psi(\tau, F) = \frac{1}{2T_M} \left\{ \frac{\sin \pi F \delta}{\pi F} \exp(i\pi F \tau) z(p, k, F) + \frac{\sin [\pi F (\delta - \tau)]}{\pi F} \exp[i\pi F (\delta - \tau)] z(p, k + 1, F) \right\},$$

где

$$|z(p, k, F)| = \frac{\sin(\pi T_M |F|)}{\sin \left[\frac{\pi}{p} (T_M |F| + \mu) \right]} \frac{\sin \left(\frac{\pi}{p} T_M F \right)}{\sin \left[\frac{\pi}{p} \left(\frac{T_M |F|}{p} + \nu \right) \right]} \frac{\sin(\pi |F| \delta)}{\pi |F|},$$

$$\arg z(p, k, F) = \pi(\mu + \nu)/p, \quad F = (\omega_z - \omega_H)/2\pi.$$

Здесь $\mu = [k/p]$; $\nu = k \bmod p$; $[\cdot]$ означает выделение целой части числа.

При $F=0$ решетчатая функция $z(p, k, F)$ вырождается в единственный импульс, при этом $\Psi(\tau, 0) = \Psi(\tau)$ приобретает вид, показанный на рис. 1.6.2,г. Очевидно, что такая форма выходного сигнала является оптимальной для ФРНС.

Сигнал типа «частотная ступенька». В случае $\theta_n = 0$, $f_n = nF_0$ дискретно-кодированный сигнал называют сигналом типа «частотная ступенька» [20]. Действительно, при переходе к соседнему кодовому элементу частота сигнала скачком («ступенькой») изменяется на величину F_0 .

Пусть $N = N_1 = 2N' - 1$ (N' — целое число). Длительность кодового элемента δ может быть принята настолько значительной, что временным сдвигом τ между принятым и опорным сигналами можно пренебречь. Тогда, полагая что амплитуда кодового элемента постоянна ($S_n(t) = 1$), получаем

$$\Psi_0(\tau) = \int_0^\delta S_n(t) S_n(t - \tau) dt \approx \delta.$$

В этом случае выходной сигнал [20]

$$\Psi(\tau) = \frac{\delta}{2T_M} \sum_{n=0}^{N'-1} \cos 2\pi n F_0 \tau = \frac{\delta}{T_M} \cos \pi (N' + 1) F_0 \tau \frac{\sin(\pi N' F_0 \tau)}{\sin(\pi F_0 \tau)}.$$

Такой сигнал обладает значительным уровнем боковых лепестков. Для их уменьшения применяют весовую обработку, т. е. выходной сигнал формируют следующим образом:

$$\Psi(\tau) = \frac{1}{2T_M} \sum_{n=0}^{N'-1} v_n \cos 2\pi n F_0 \tau,$$

где v_n — постоянные, меньшие единицы, выбираемые таким образом, чтобы уровень боковых лепестков был минимальным для всего периода или для какой-либо его части, например на интервале, предшествующем фронту сигнальной функции.

1.6.3. Точность измерения времени прихода многочастотных сигналов в присутствии пространственных волн. Далее будет использовано следующее символическое обозначение двустороннего преобразования Фурье $f(\omega) \leftrightarrow x(t)$:

$$f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt; \quad x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(\omega) e^{i\omega t} dt.$$

В соответствии с п. 1.5.3 обозначим излучаемый сигнал через $z(t) \leftrightarrow g(\omega)$, спектр опорного сигнала (передаточная функция фильтра приемника) $k(\omega) \leftrightarrow \eta(t)$.

Влияние среды распространения на сигнальную функцию. В каждой точке пространства амплитуда и фаза поля являются функциями частоты. Следовательно, может быть введено понятие передаточной функции среды, определяющей зависимость амплитуды и фазы электрического поля от частоты в данной точке пространства при токе в передающей антенне, равном 1А (см. п. 5.2.1):

$$y(\omega) = Y(\omega) \exp[i\varphi(\omega)]. \quad (1.6.7)$$

Здесь для упрощения опущен множитель $\exp(-ikr)$, характеризующий задержку при распространении. Тогда сигнальная функция $z_B(t)$ на выходе приемника будет

$$z_B(t) \leftrightarrow g(\omega) y(\omega) k(\omega).$$

Очевидно, в последнем выражении множители могут быть сгруппированы следующим образом:

$$z_B(t) \leftrightarrow [k(\omega) g(\omega)] y(\omega). \quad (1.6.7a)$$

Выражение в квадратных скобках в (1.6.7a) — спектр сигнальной функции на выходе приемника при отсутствии влияния среды распространения. Тогда выражение (1.6.7a) можно интерпретировать следующим образом: искажение сигнальной функции, вызываемое средой распространения, может быть определено как результат прохождения неискаженной сигнальной функции $z_B(t) \leftrightarrow k(\omega)g(\omega)$ через систему с передаточной функцией $y(\omega)$.

В (1.6.7) $Y(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ — монотонные медленно меняющиеся с изменением ω функции (см. гл. 5). Пусть $Z_B(t) \leftrightarrow G_B(\omega)$ — огибающая выходного сигнала приемника без учета искажений, вызываемых средой распространения. Тогда согласно (1.6.7a) получим выражение для выходного сигнала с учетом влияния среды

$$Z'_B(t) \leftrightarrow y(\omega) G_B(\omega - \omega_0),$$

где ω_0 — несущая частота сигнала. При сделанных выше допущениях о характере зависимости $\varphi(\omega)$ и $Y(\omega)$ имеем

$$Z'_B(t) \approx \exp(i\varphi) \left\{ Y Z_B(t + \tau_3) + (-i) Y' \dot{Z}_B(t + \tau_3) + (-1)^2 Y'' \ddot{Z}_B(t + \tau_3) + \right. \\ \left. + (-1)^3 Y''' \ddot{\dot{Z}}_B(t + \tau_3) + \dots + \frac{1}{2!} i \varphi'' [Y \ddot{Z}_B(t + \tau_3) + \right. \\ \left. + (-i) Y' \dot{Z}_B''(t + \tau_3) + \dots] - \frac{1}{3!} \varphi''' [Y \dot{Z}_B''(t + \tau_3) + \dots] \right\}. \quad (1.6.76)$$

Здесь $\varphi = \varphi(\omega_0)$; $\tau_3 = \varphi'_{\omega}(\omega)|_{\omega=\omega_0}$,

$$Y(r) = \left. \frac{d^2 Y(\omega)}{d\omega^r} \right|_{\omega=\omega_0}; \quad \varphi(r) = \left. \frac{d^r \varphi(\omega)}{d\omega^r} \right|_{\omega=\omega_0}.$$

Выражение (1.6.76) получено в результате несложных, но громоздких выкладок. Для его вывода передаточная функция $y(\omega)$ была представлена в виде ряда Маклорена в окрестности $\omega = \omega_0$:

$$y(\omega) = \sum_{r=0}^{\infty} \frac{1}{r!} \left. \frac{d^r y}{d\omega^r} \right|_{\omega=\omega_0} \Omega^r; \quad \Omega = \omega - \omega_0$$

и использовано известное соотношение

$$Z_B^{(r)}(t) = \frac{d^r Z_B(t)}{dt^r} \leftrightarrow (-1)^r \Omega^r G_B(\Omega).$$

Таким образом, влияние среды распространения проявляется в возникновении сдвига фазы несущей, запаздывания на τ_3 огибающей сигнала и в появлении в (1.6.76) дополнительных членов, искажающих огибающую, величина которых зависит от величин производных сигнала по времени, а также от производных модуля и фазы передаточной функции среды по ω .

Допустим теперь, что $\dot{Z}_B(\tau)$ — действительная величина. Ограничиваясь первыми членами разложения (1.6.76), получим

$$Z'_B(\tau) \approx \exp(i\varphi_1) Y Z_B(\tau + \tau_3); \\ \varphi_1 \approx \varphi(\omega_0) - \frac{Y'}{Y} \frac{\dot{Z}_B(\tau + \tau_3)}{Z_B(\tau + \tau_3)}.$$

Определение времени прихода сигнала по характерной точке осуществляется в точке $\tau_0 = \tau + \tau_3$, поэтому

$$Z'_B(\tau) \approx \exp(i\varphi_1) Y Z_B(\tau_0); \quad \varphi_1 \approx \varphi(\omega_0) - \frac{Y'}{Y} \frac{\dot{Z}_B(\tau_0)}{Z(\tau_0)}.$$

Несопряженность шкал точного и грубого измерений времени прихода¹

$$\delta_{\tau} = \tau_3 - \varphi_1/\omega = \tau_3 - T_0 \varphi_1/2\pi, \quad (1.6.8)$$

где T_0 — период несущей частоты.

Сигнал ФРНС в точке приема. Здесь рассматривается случай, когда сигнальная функция при распространении в свободном пространстве точно определена. Это означает, что приняты специальные меры при излучении и приеме, обеспечивающие отсутствие аппаратурных искажений спектра сигнала.

Допустим, что сигнал $s(t)$ в точке приема при распространении в свободном пространстве

$$s(t) = a \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos [(\omega + i\Omega)t + \varphi], \quad (1.6.9)$$

где a — величина, зависящая от мощности передатчика и расстояния до него, α_i — известные коэффициенты; $\sum_{i=1}^N \alpha_i = 1$.

Сигнал в точке приема, обусловленный поверхностной волной в соответствии с (1.6.7б), можно представить в виде

$$s_{\pi}(t) = a_{\pi} \operatorname{Re} \{ S(t) \exp[i(\omega t + \varphi_{\pi})] \} + \\ + b_1 \operatorname{Re} \{ \dot{S}(t) \exp[i(\omega t + \varphi_{\pi} - \pi/2)] \}.$$

Аналогично записывается выражение для сигнала $s_r(t)$, отраженного от ионосферы $r-1$ раз:

$$s_r(t) = a_r \operatorname{Re} \{ S(t - \tau_r) \exp [i \omega (t - \tau_r) + \varphi_1 + \varphi_r] \} + \\ + b_r \operatorname{Re} \{ \dot{S}(t - \tau_r) \exp [i \omega (t - \tau_r) + \varphi_1 + \varphi_r - \pi/2] \}.$$

Здесь τ_r — временная задержка этого сигнала относительно сигнала поверхностной волны; φ_r — аргумент коэффициента отражения от ионосферы.

Следовательно, полный сигнал в точке приема

$$s(t) = s_{\pi}(t) + \sum_{r=2}^l s_r(t). \quad (1.6.10)$$

Оценка времени прихода сигнала в присутствии волн, отраженных от ионосферы. Проблема состоит в том, чтобы в предположении, что принят сигнал $s(t)$ (см. (1.6.10)), определить время его прихода t . Принятый сигнал в данном случае будет функцией $4l$ неизвестных параметров: t , a_1 , b_1 , φ_1 , τ_2 , a_2 , b_2 , φ_2 , ..., τ_l , a_l , b_l , φ_l . Поэтому для совместной оценки этих параметров необходимо решить систему, состоящую из $4l$ уравнений. Заметим, что каждая спектральная составляющая сигнала (1.6.9) в принципе позволяет составить два уравнения (например, для амплитуды и фазы), поэтому спектр сигнала должен содержать не менее $2l$ компонент.

Теория оценок параметров сигнала на фоне гауссовых помех хорошо разработана [22]. Оценки, получаемые с помощью обычно применяемого метода максимального правдоподобия и классического метода наименьших квадратов, в этом случае эквивалентны [23]. Применительно к задачам оценки РНП, когда отклонения оцениваемого параметра от его истинного значения достаточно малы (в пределах интервала линейности дискриминаторов, измеряющих эти отклонения), основываясь на методе наименьших квадратов, можно показать, что существуют несмещенные оценки параметров с минимальной дисперсией. При этом предположение о нормальном законе распределения ошибок измерения не является необходимым [24].

Рассмотрим здесь алгоритм совместной оценки многих параметров сигнала (см. (1.6.10))

$$s(t, \boldsymbol{\theta}) = s(t, \theta_1, \dots, \theta_l).$$

Обозначим принятую реализацию длительностью T через $x(t)$. Тогда оценка вектора параметров $\boldsymbol{\theta}$ по методу наименьших квадратов осуществляется минимизацией функционала

$$I = \int_0^T [x(t) - s(t, \boldsymbol{\theta})]^2 dt.$$

Для определения совокупности оцениваемых параметров $\hat{\boldsymbol{\theta}} = \{\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_l\}$ должны быть совместно решены следующие n уравнений: $\partial I / \partial \theta_i = 0$ или

$$\psi_i = \int_0^T [x(t) - s(t, \hat{\boldsymbol{\theta}})] \frac{\partial s(t, \boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \Big|_{\boldsymbol{\theta} = \hat{\boldsymbol{\theta}}} dt = 0. \quad (1.6.11)$$

Уравнения (1.6.11) могут рассматриваться как уравнения дискриминаторов для оценки параметра θ_i . В общем случае правая часть, которую обозначим через $\psi_i(n)$, не равна нулю. Здесь n — порядковый номер принятой реализации сигнала.

Если вектор параметров $\boldsymbol{\theta}$ на интервале длительностью T изменяется незначительно, то для получения алгоритма оценки $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ могут быть использованы методы многомерной стохастической аппроксимации [25]

$$\boldsymbol{\theta}^{(n+1)} = \boldsymbol{\theta}^{(n)} + \mathbf{D}^{(n)} [\mathbf{A}^{(n)}]^{-1} \boldsymbol{\psi}^{(n)}.$$

Здесь n — шаг итерационного процесса; $\boldsymbol{\psi}^{(n)} = (\psi_1, \dots, \psi_l)^T$ — вектор выходных сигналов дискриминаторов (1.6.11); $\mathbf{A}^{(n)}$ — матрица коэффициентов $\alpha_{ij}^{(n)}$:

$$\alpha_{ij}^{(n)} = \int_0^T \frac{\partial s(t, \boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \frac{\partial s(t, \boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} dt,$$

$\mathbf{D}^{(n)}$ — матрица, обеспечивающая достаточно быструю сходимость итерационного процесса (это может быть диагональная матрица коэффициентов, зависящих от n).

Дисперсия времени прихода сигнала. Система уравнений (1.6.11) полностью эквивалентна системе уравнений правдоподобия [22] совместной оценки многих параметров при наличии гауссового шума. Поэтому дисперсию оценки времени прихода $\sigma_{\theta_i}^2$ можно вычислить следующим образом:

$$\sigma_{\theta_i}^2 = N_0 Y_{11} / T, \quad (1.6.12)$$

где Y_{11} — элемент матрицы \mathbf{Y} , обратной информационной матрице Фишера \mathbf{J} , вычисленной в предположении о гауссовом законе распределения помехи:

$$J_{ij} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{\partial}{\partial \theta_i} s(t, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_l) \frac{\partial}{\partial \theta_j} s(t, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_l) dt, \quad (1.6.13)$$

при этом t рассматривается как один из оцениваемых параметров.

Выполняя вычисления по формулам (1.6.12) и (1.6.13) для случая, соответствующего приему неискаженных сигналов поверхностной и пространственной волн ($b_{\pi} = b_1 = 0$), получаем

$$\sigma^2 t = \frac{N_0}{a^2_1 T} \frac{-\ddot{r}_0 x_1 - \dot{r}^2_{\tau}}{[(\dot{r}_0^2 - \ddot{r}^2_{\tau}) x_1 + \dot{r}^2_{\tau} (2\dot{r}_0 - 2r_{\tau} \ddot{r}_{\tau} + \dot{r}^2_{\tau})] x_1}, \quad (1.6.14)$$

где r_{τ} — нормированная автокорреляционная функция сигнала $s(t)$ ($r_0 = 1$), $x_1 = 1 - r^2_{\tau}$; $\dot{r}_0 = \dot{r}(\tau)$ при $\tau = 0$.

В частности, при $r = \dot{r}_{\tau} = 0$ (т. е. при отсутствии перекрытия сигналов поверхностной и пространственной волны), получим выражение

$$\sigma^2 t_0 = (N_0/a^2_1 T) (-\ddot{r}_0)^{-1},$$

которое эквивалентно выражению (1.5.21), так как $-\ddot{r}_0 = \omega^2$.

Подставив в (1.6.13) выражение $r_{\tau} = R_{\tau} \cos \omega \tau$, получим

$$\sigma^2 t = \frac{N_0}{a^2_1 T \omega^2} \frac{1}{(1 - r^2_{\tau}) (1 - R^2_{\tau})}.$$

Следовательно, эффективность e оценки, вычисленная как отношение дисперсий при перекрытии сигналов в точке приема и при отсутствии его, равна

$$e = \sigma^2 t / \sigma^2 t_0 = (1 - r^2_{\tau})^{-1} (1 - R^2_{\tau})^{-1}. \quad (1.6.15)$$

Отсюда видно, что при измерениях времени прихода сигнала по алгоритму, приведенному в этом пункте, имеет место возрастание дисперсии оценки по сравнению с найденной по алгоритму, не учитывающему влияние пространственной волны, которое не зависит от соотношения амплитуды перекрывающихся сигналов, а зависит только от степени их наложения друг на друга по времени. Форма автокорреляционной функции сигнала определяет величину энергетического проигрыша при оценке сигнала, однако это влияние не такое сильное, как при использовании метода «отсечки». Так, например, если $R_{\tau} = 0,5$, то среднеквадратическая ошибка оценки времени прихода возрастает не более чем на 39%, что может быть компенсировано увеличением энергии сигнала в 1,93 раза. Таким образом, теоретически при увеличении энергии излучаемого сигнала можно осуществить сколь угодно точное измерение времени его прихода при условии, что сигналы в точке приема перекрываются не полностью.

До сих пор мы полагали, что сигналы в точку приема приходят неискаженными. Учет искажений (неравенство нулю параметров $b_1, b_2, \varphi_1, \varphi_2$) приводит к усложнению системы уравнений для определения t . Подробный анализ этого случая, который не может быть здесь приведен из-за ограниченного объема книги, показывает, что введение оценки параметров b_1, b_2, φ_1 и φ_2 не сказывается существенно на дисперсии оценки времени прихода при условии (обычно встречающемся на практике) $\beta^2_{\tau} = \overline{\omega^2} - (\overline{\omega})^2 \ll (\overline{\omega})^2$.

Поэтому выражение (1.6.15) остается в силе и для более общего случая.

Устранение многозначности. Система уравнений (1.6.11) для данной реализации принимаемой смеси $x(t)$ может иметь несколько удовлетворяющих ей

совокупностей значений параметров $t, \vartheta_1, \dots, \vartheta_l$. Иными словами, функционал

$$I = \int_0^t [x(t) - s(t, \vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_l)]^2 dt$$

может иметь несколько минимумов. Поэтому решение проблемы устранения многозначности состоит в том, чтобы найти минимум-минимумом I . Ошибка в опознавании минимума-минимумом будет эквивалентна неверному опознаванию номера дорожки. Допустим, что минимумы функционала при отсутствии помехи равны: I_1, I_2, \dots, I_N и его минимум-минимум равен I_0 . Очевидно, что

$$I_0 < I_1; I_0 < I_2; \dots; I_0 < I_N. \quad (1.6.16)$$

При наличии помех эти значения станут случайными величинами I'_1, I'_2, \dots, I'_N . Устранение многозначности будет возможным, если с заданной вероятностью все неравенства (1.6.16) останутся в силе, т. е. $I'_0 < I'_1, \dots, I'_0 < I'_N$. Анализ показывает, что для этого необходимо выполнение условия

$$(\beta_{\tau}/\omega)^2 \ll N_0/a^2 T.$$

1.6.4. Различие сигналов нормальных волн в диапазоне СДВ. Радиосигналы в СДВ диапазоне распространяются в сферическом волноводе, образованном поверхностями Земли и Ионосферой. При этом возникает множество нормальных волн (мод), распространяющихся с различными фазовыми скоростями (см. § 5.7). Поэтому в точку приема нормальные волны приходят с различными значениями фазового времени распространения τ_{φ} (1.1.8). Для определения координат фазовым методом используется сигнал первой нормальной волны. Другие нормальные волны, интерферирующие с первой, вызывают погрешности при измерении фазы, во многом аналогичные погрешностям, возникающим при интерференции сигнала поверхностной и пространственных волн (п. 1.6.1). При этом искажения оказываются наибольшими на малых расстояниях от излучателя (эти области нередко представляют значительный интерес для решения задач навигации). Поэтому разработка методов ослабления вредного влияния нормальных мод высшего порядка имеет большое практическое значение.

В СДВ диапазоне излучение широкополосных сигналов невозможно. Практически можно излучать лишь многочастотные сигналы. Сигнал СДВ в точке приема представим в виде

$$s(t) = s_1(t) + \sum_{n=2}^L s_n(t). \quad (1.6.17)$$

Здесь индексы 1 и n означают порядковый номер нормальной волны.

В случае многочастотного сигнала выражение для сигнала нормальной волны будет следующим:

$$s_n(t) = \sum_{k=1}^l S_{nk} \cos [\omega_k(t - \tau_{\varphi nk}) - \psi_{0nk}], \quad (1.6.18)$$

где $S_{nk}, \tau_{\varphi nk}, \psi_{0nk}$ — соответственно амплитуда, фазовое время распространения и аргумент коэффициента возбуждения (см. § 5.7) для k -й составляющей сигнала n -й нормальной волны.

Задача ослабления нормальных волн высших порядков существенно отличается от рассмотренной выше задачи ослабления влияния сигналов, отраженных от ионосферы. При оценке НП в СДВ диапазоне недопустимо пренебрежение явлениями дисперсии из-за сильной частотной зависимости входящих в выражение (1.6.18) параметров. Последнее обстоятельство существенно затрудняет решение задачи.

Для уменьшения числа оцениваемых параметров до $2l$ следует ввести функциональные зависимости, связывающие некоторые их подмножества. В частности, могут быть даны зависимости вида

$$S_{nk} = f(S_{1k}), \quad \tau_{\phi nk} = f(\tau_{\phi 1k})$$

или

$$S_{nk} = f(S_{n1}), \quad \tau_{\phi nk} = f(\tau_{\phi n1}).$$

Однако из-за изменчивости условий распространения все параметры, входящие в (1.6.17) и (1.6.18), следует рассматривать как случайные величины, а указанные выше связи относятся лишь к математическим ожиданиям. Поэтому наряду с приведенными функциональными связями необходимо ввести совместные функции распределения параметров, входящих в задачу, в выражение для функций правдоподобия.

Функции правдоподобия для многочастотного сигнала, введенные в п. 1.5.6, в этом случае должны быть усреднены по пространству параметров. При этом число сохранных для оценки параметров не должно превышать $2l$.

Главная трудность в решении задачи заключается в отсутствии достоверных данных о функциях совместного распределения параметров сигналов нормальных волн.

СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

2.1. ФРНС с частотной селекцией сигналов и целочисленным отношением несущих частот

Принципы построения таких систем рассмотрим на примере разностно-дальномерной ФРНС «Декка» [26].

2.1.1. Общая характеристика ФРНС «Декка». ФРНС «Декка» предназначена для определения местоположения кораблей и самолетов в любое время суток. В состав радионавигационной цепи ФРНС «Декка» входят пять наземных радиостанций: четыре обеспечивают излучение сигналов для целей навигации, а пятая — центр управления — служит для дистанционного контроля и управления работой указанных четырех станций. Одна из передающих станций является ведущей, три остальные — ведомые [26, 27]. Существуют цепи, в которых имеется одна ведущая станция и две ведомые.

Наземные станции излучают непрерывные колебания на частотах соответственно $6f$, $5f$, $8f$, $8,2f$, $9f$. Частота f , близкая к 14 кГц, называется *основной частотой цепи*. Цепи РНС «Декка» могут работать на 63 рабочих каналах в диапазоне частот 70—130 кГц (каждому рабочему каналу соответствует своя основная частота). Предусматривается излучение сигналов, предназначенных для устранения многозначности. Длина базовых линий от 100 до 220 км [28]. Величина мощности, излучаемой ведущей станцией на частоте $6f$ порядка 100 Вт. Дальность действия системы до 400 км от ведущей станции (в ночное время). Точность определения места зависит от условий распространения радиоволн, геометрического фактора, дальности, уровня помех, времени суток и т. п. Так, при работе в дневное время поверхностной волной точность определения места при определенных условиях может достигать 16—60 м. При наличии пространственной волны в ночное время точность определения места снижается и на дальностях порядка 440 км может ухудшаться до 1 км.

В настоящее время действует 36 цепей системы в различных частях света (заштрихованные участки на рис. 2.1.1). Наряду с вводом в эксплуатацию новых цепей производится модернизация и замена устаревшего оборудования станций старых цепей. Количество кораблей и самолетов, оборудованных приемоиндикаторами

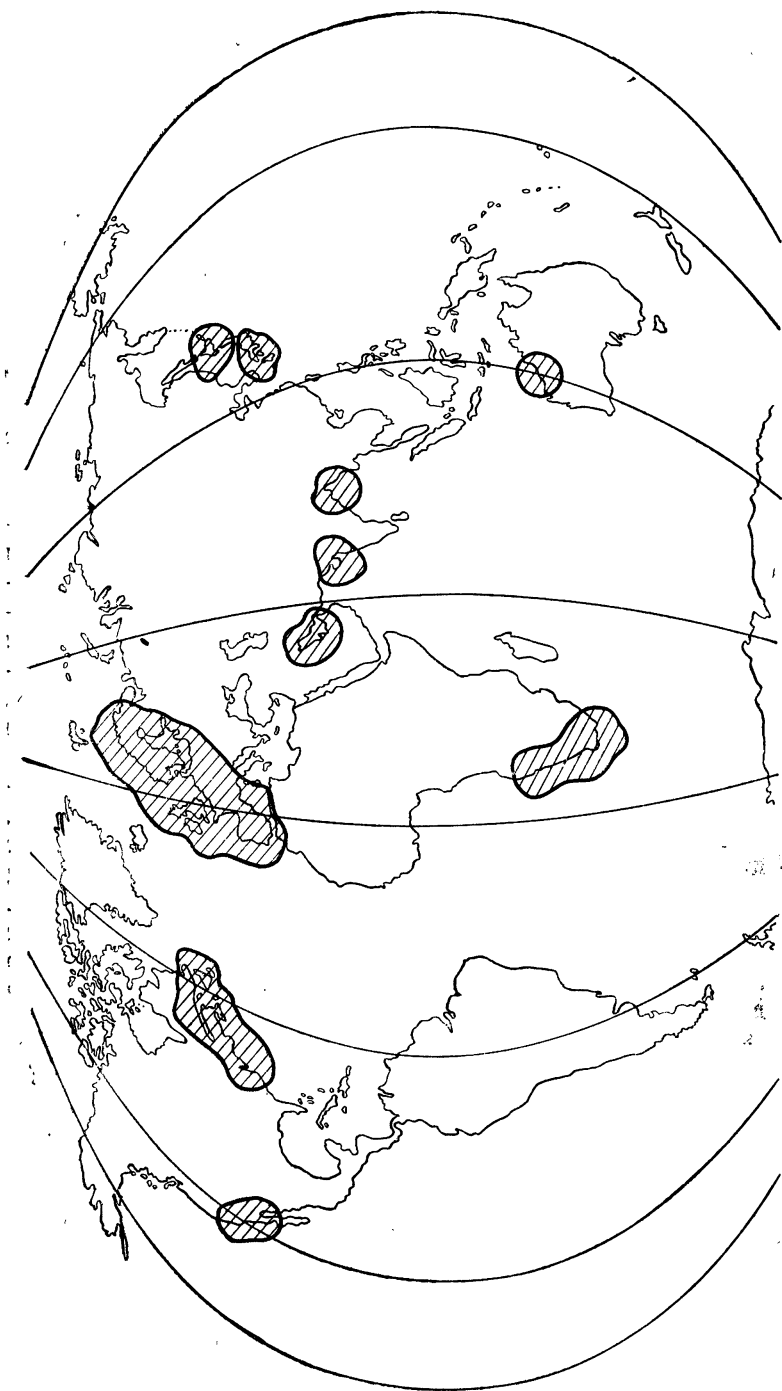


Рис. 2.1.1. Районы, обслуживаемые ФРНС «Декка».

ФРНС «Декка», составляло по данным 1970 г. свыше 15 000 [26].

2.1.2. Сигналы ФРНС «Декка». Для точного измерения фазы принятого сигнала наземные станции цепи излучают немодулированные колебания в соответствии с временной диаграммой, приведенной на рис. 2.1.2. Темные полосы соответствуют излучению навигационных сигналов; заштрихованные — сигналов управления. Ведущая станция цепи работает на частоте $6f$. Ведомые станции работают на частотах: фиолетовая $5f$, красная $8f$ и зеленая $9f$.

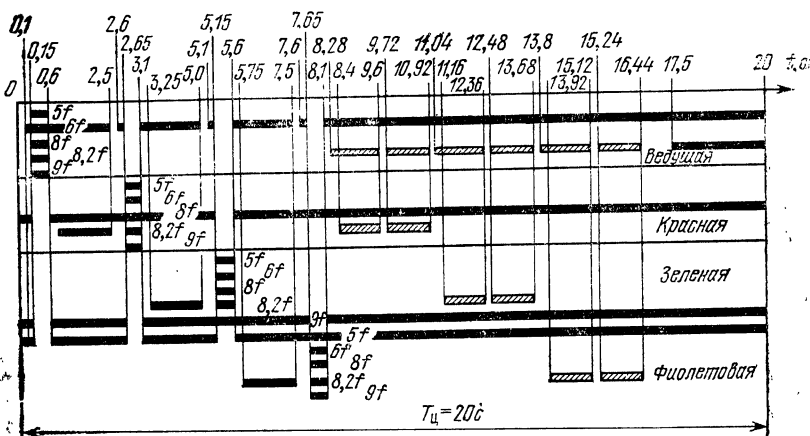


Рис. 2.1.2. Временная диаграмма излучения сигналов.

Для удобства снятия отсчета семейства линий положения по каждой паре станций (ведущая — ведомая) наносятся на географические карты разными цветами, образуя радионавигационную сетку гиперболических координат ФРНС «Декка». Ведомые станции в соответствии с цветом семейства линий положения на картах принято называть Красная, Зеленая и Фиолетовая. Оцифровка линий положения производится от ведущей станции к ведомой и совпадает с оцифровкой шкал точных указателей.

Цепи имеют условную нумерацию цифрами от 0 до 10 и буквами *A, B, C, D, E* и *F*. Например, Шведская цепь имеет обозначение 4В. Значение частоты $6f$ ведущей станции для каждой цепи можно определить по следующим формулам:

$$6f_{\mu A} = 84100 + 180\mu + 5 \sum_{k=1}^{\mu} \lambda_k, \quad (2.1.1)$$

где $\mu = 0, 1, \dots, 10$,

$$\lambda_k = \begin{cases} 0 & \text{при четном } k, \\ (-1)^{(k+1)/2} & \text{при нечетном } k, \end{cases} \quad (2.1.2)$$

$$6f_{\mu B} = 6f_{\mu A} + 5; \quad 6f_{\mu C} = 6f_{\mu A} + 10, \quad 6f_{\mu D} = 6f_{\mu A} + 90, \\ 6f_{\mu E} = 6f_{\mu A} + 95, \quad 6f_{\mu F} = 6f_{\mu A} + 100.$$

Например, для ведущей станции цепи 8А в соответствии с (2.1.1) и (2.1.2)

$$6f_{8A} = 84 \cdot 100 + 180 \cdot 8 + 5(-1 + 0 + 1 + 0 - 1 + 0 + 1 + 0) = 85 \cdot 540 \text{ Гц.}$$

Станции цепей работают в следующих диапазонах рабочих частот (табл. 2.1.1). Там же даны номера гармоник основной частоты.

Сигналы для устранения многозначности излучаются каждой станцией с циклом $T_{ц} = 20$ с поочередно в течение 0,45 с (см. рис. 2.1.2). Посылке сигнала устранения многозначности предшествует пауза 0,1 с в излучении сигнала частоты $6f$ ведущей станции. Эта пауза используется в качестве сигнала синхронизации приемоиндикаторов.

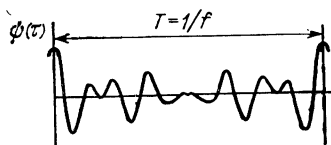


Рис. 2.1.3. Сигнал «синтезированный импульс».

Таблица 2.1.1

Диапазоны рабочих частот станций		
Станция	Номер гармоники основной частоты	Диапазон рабочих частот, кГц
Ведущая	6	84—86
Красная	8	112—115
Зеленая	9	126—129
Фиолетовая	5	70—72

Во время излучения сигнала устранения многозначности одной из станций другие станции цепи никаких сигналов не излучают. Существует строгая последовательность излучения этих сигналов: ведущая, красная, зеленая и фиолетовая. Время между окончанием излучения сигналов устранения многозначности первых трех станций и началом излучения следующих 2 с. В течение этого времени станции излучают сигналы для точного измерения фазы. Сигнал устранения многозначности состоит из колебаний четырех частот $5f$, $6f$, $8f$ и $9f$. Все колебания строго сфазированы между собой. Поэтому этот сигнал можно записать в виде

$$s(t) = S_M \sum_j \cos [(2\pi ft + \varphi_0) j], \quad j = 5, 6, 8, 9.$$

Этому выражению придадим вид

$$s(t) = S(t) \cos 7(2\pi ft + \varphi_0),$$

где $S(t)$ — огибающая сигнала; $S(t) = 4 \cos^2(\pi ft + \varphi_0/2)$.

Сигнальная функция приемника (см. § 1.5), содержащего четыре узкополосных канала усиления частотных составляющих, будет

$$\psi(\tau) = \Psi(\tau) \cos 7(2\pi f\tau), \quad \Psi(\tau) = 4 \cos^2 \pi f\tau. \quad (2.1.3)$$

В данном случае сигнал и сигнальная функция приемника совпадают. В (2.1.3) для упрощения дальнейшего изложения опущен множитель, учитывающий влияние переходных процессов в согласованном приемнике. На рис. 2.1.3 изображена $\psi(\tau)$. Сигнальная функция $\psi(\tau)$, как и сам сигнал $s(t)$, при $\tau=0$ имеет мощный пик длительностью порядка 5 мкс.

По этой причине сигнал устранения многозначности получил название *синтезированный импульс* [29, 30]. Сигнал этого вида позволяет существенно ослабить влияние пространственной волны.

В ФРНС «Декка» не применяются оптимальные методы обработки принятого сигнала, которые теоретически позволяют обеспечить удовлетворительную работу в широком диапазоне отношения амплитуд пространственной и поверхностной волн из-за значительного усложнения приемоиндикаторов. В приемоиндикаторах используется обработка сигнала, основанная на отсечке верхней части главного максимума результирующего сигнала. Отсеченные части главного максимума подаются на усилитель, настроенный на частоту следования пиков f . Сигнал на выходе этого усилителя имеет вид гармонического колебания. Этот сигнал поступает в дальнейшем на измеритель фазы.

Компоненты сигнала, отраженного от ионосферы, будут в γ раз отличаться от компонент сигнала поверхностной волны (1.6.1). Кроме того, сигнал пространственной волны будет запаздывать на время τ_3 и каждая компонента сигнала приобретает фазовый сдвиг φ . Поэтому соответствующая пространственной волне сигнальная функция

$$\psi_2(\tau) = \gamma \Psi(\tau - \tau_3) \cos [2\pi f(\tau - \tau_3) + \varphi].$$

При интерференции сигналов поверхностной и пространственных волн имеет место погрешность измерения фазы (1.6.4)

$$\Delta\varphi = \arctg \frac{\gamma [\Psi(\tau - \tau_3) / \Psi(\tau)] \sin(7\omega\tau_3 + \varphi)}{1 + \gamma [\Psi(\tau - \tau_3) / \Psi(\tau)] \cos(7\omega\tau_3 + \varphi)}.$$

Сравним эту формулу с выражением для ошибки $\Delta\varphi$, которая имела бы место для немодулированного колебания. В этом случае

$$\Delta\varphi = \arctg [\gamma \sin(7\omega\tau_3 + \varphi)] / [1 + \gamma \cos(7\omega\tau_3 + \varphi)]. \quad (2.1.4)$$

Следовательно, при использовании синтезированного импульса ошибка измерения фазы будет зависеть от выбора точки оценки τ . Для каждой точки оценки ошибка будет определяться некоторым эквивалентным значением отношения пространственной и поверхностной волн $\gamma_0 = \gamma \Psi(\tau - \tau_3) / \Psi(\tau)$.

Если за область оценки принять окрестность точки $\tau \approx 0$, где $\psi(\tau)$ принимает максимальное значение, то ошибка измерения фазы $\Delta\varphi$ будет минимальной. При этом

$$\gamma_0(\tau) = \gamma \cos^2(\pi f \tau_3). \quad (2.1.5)$$

Из отношения (2.1.5) следует, что если $\gamma_0(\tau) < 1$, то погрешности в измерении фазы, вызываемые интерференцией волн, будут менее 90° на частоте 7ω . Устранение многозначности не произойдет, если в пределах периода 9ω смещение главного максимума (максимум-максиморума) достигнет или превысит 180° , т. е. при $\gamma \geq 1$. Однако устранение многозначности становится невозможным уже при $\gamma < 1$, так как не удастся обнаружить максимум-максиморум сигнала поверхностной волны из-за появления в кривой $\psi(\tau) + \gamma\psi(\tau - \tau_0)$ боковых максимумов, соизмеримых или превышающих максимум-максиморум (см. рис. 2.1.3).

Огромный опыт эксплуатации ФРНС «Декка» показывает, что устранение многозначности, т. е. выделение главного максимума возможно только при $\gamma \leq 0,7 - 0,75$.

Последние выражения были получены в предположении, что амплитуды сигналов на выходе приемника находятся в тех же соотношениях, что и в эфире. В приемниках «Декка» с целью упрощения аппаратуры амплитуды всех сигналов выравниваются. Однако, как показал анализ и контрольные вычисления на ЭВМ, выравнивание амплитуд сигналов не приводит к ощутимому уменьшению допустимых значений γ . Это объясняется тем, что положение главного максимума не зависит от колебаний амплитуд отдельных сигналов. Его амплитуда также не чувствительна к таким колебаниям.

Как это следует из рис. 2.1.2, наземные станции РНС «Декка» излучают также сигналы частоты $8,2f$ [26]. Эти сигналы используются для создания еще более грубой шкалы с шириной дорожки, соответствующей частоте биений сигналов $8,2f - 8f = 0,2f$.

Эти сигналы поочередно передаются каждой из станций цепи в промежутки времени, предшествующий излучению синтезированного импульса. Длительность посылки сигнала ведущей станции 2,5 с, сигнала ведомых станций 1,75 с. В некоторых типах самолетных приемников эти сигналы используются также для коммутации фазоизмерительных цепей в приемниках.

Кроме того, станции цепи излучают на частоте $8,2f$ прерывистые сигналы три раза в минуту (показаны на рис. 2.1.2 заштрихованными полосами). Этот сигнал используется, в частности, для обмена управляющей информацией между ведущей и ведомыми станциями, о чем будет сказано ниже. Режим работы навигационных цепей фазовой радионавигационной системы «Декка», соответствующий временной диаграмме, изображенной на рис. 2.1.2, обычно называют режимом МР (Multi Pulse).

Небольшое число навигационных цепей работают в режиме $V-2$ [30]. Временная диаграмма при работе в этом режиме отличается отсутствием излучения сигналов с частотой $8,2f$. Излучение сигналов устранения многозначности производится с циклом в 60 с, а не в 20 с, как в режиме МР. Две навигационные цепи, обслуживающие Персидский залив, работают в режиме $V-1$. Исчерпывающее описание режима $V-1$ дано в [30]. Здесь укажем, что в режиме $V-1$ сигнал устранения многозначности существенно отличается от аналогичного сигнала для режима МР. Сигнал устранения многозначности ведущей станции состоит из двух фазированных компонент с частотами $5f$ и $6f$, сигнал каждой ведомой станции — из компонент с частотами $8f$ и $9f$. Подобный режим излучения осуществляется каждой парой станций (ведущая и одна из ведомых) один раз в минуту. В бортовом устройстве выделяются биения частоты f для сигнала ведущей и ведомой станций, после чего производится измерение разности фаз.

В п. 1.6.1 показано, что ошибку измерения разности фаз в этом случае

можно определить по формуле, аналогичной (2.1.4):

$$\Delta\varphi \approx \operatorname{arctg} \frac{\gamma_3 \sin [(\omega_2 - \omega_1) \tau_3/2]}{1 + \gamma_3 \cos [(\omega_2 - \omega_1) \tau_3/2]}.$$

Здесь $\gamma_3 \approx [2\gamma/(1 - \gamma^2)] \{\cos [(\omega_1 + \omega_2) \tau_3/2] + \gamma \cos [(\omega_2 - \omega_1) \tau_3/2]\}$, ω_1 , ω_2 — угловые частоты, по биениям которых производится измерение. Предполагается, что $\omega_2 > \omega_1$. Таким образом, фаза частоты биений ω искажается, причем значение погрешности определяется величиной $2\gamma/(1 - \gamma^2)$, тогда как в случае синтезированного импульса — величиной γ_3 , определяемой выражением (2.1.5). Но основное отличие заключается в том, что при измерениях фазы принятого сигнала по биениям погрешность отнесена к частоте ω , а при устранении многозначности в определении фазы принятого сигнала с помощью синтезированного импульса смещение фазы главного пика возникает на частоте 7ω . Этим и обуславливается решающее преимущество сигнала типа синтезированный импульс.

При устранении многозначности с помощью сигнала $8,2f$ также применяется метод биений. Поэтому надежность устранения многозначности в ночное время по этому сигналу ниже, чем по сигналу типа «синтезированный импульс».

2.1.3. Фазовая синхронизация радионавигационной цепи. Как указывалось в § 1.2, синхронизация в ФРНС должна пониматься как поддержание равных частот и постоянной разности фаз опорных генераторов неподвижных станций, составляющих радионавигационную цепь.

Задача синхронизации в этом смысле может быть решена разными способами. Один из наиболее прогрессивных способов состоит в том, что на наземных станциях устанавливаются атомные стандарты частоты. Фазы стандартов, установленных на ведомых станциях, периодически корректируются по показаниям неподвижного контрольного приемника, расположенного в удобном пункте в рабочей зоне ФРНС. Он применяется в ФРНС дальнего действия: «Омега» и «Лоран-С» (§ 2.3, 2.4). Имеются также данные [28], что вновь вводимые цепи ФРНС «Декка» также оборудуются атомными стандартами частоты.

Однако в большинстве цепей ФРНС «Декка» для синхронизации опорных генераторов на ведомых станциях применяется фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ). Принцип действия ФАПЧ общеизвестен [31, 32]. В результате действия ФАПЧ фаза опорного генератора становится равной фазе синхронизирующего сигнала. Пусть известна фаза опорного генератора $\varphi_{ог} = \omega_0 t + \varphi_0$ и фаза синхронизирующего сигнала $\varphi_с = \omega_c t + \varphi_{с0}$.

Тогда в результате действия ФАПЧ разность фаз между синхронизирующим и опорным сигналами будет поддерживаться постоянной и равной $\delta\varphi$:

$$\varphi_с - \varphi_{ог} = \delta\varphi. \quad (2.1.6)$$

Величина $\delta\varphi$ зависит от типа дискриминатора ФАПЧ и чаще всего

равна $\pi/2$. Однако для упрощения дальнейших выкладок и без нарушения их общности будет принято, что $\delta\psi=0$. Пренебрежение постоянной разностью фаз допустимо, так как она может быть учтена при конструировании или скомпенсирована при коррекции фазовых сдвигов в аппаратуре*). Тогда на основании (2.1.6) $\varphi_c = \varphi_T$. При этом

$$\omega_0 = \omega_c; \quad \varphi_0 = \varphi_{c0}. \quad (2.1.6a)$$

Уравнения (2.1.6) и (2.1.6a) будем называть уравнением ФАПЧ.

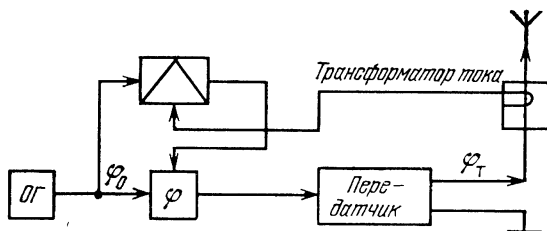


Рис. 2.1.4. Упрощенная структурная схема передающего устройства ФРНС.

Однако синхронизация опорных генераторов еще не обеспечивает поддержания стабильных фазовых соотношений сигналов в рабочей зоне. В ФРНС фаза создаваемого передающими устройствами электромагнитного поля должна быть жестко связана с фазой опорного генератора. Фаза электрического поля φ_{Π} связана с фазой тока в антенне φ_T простым соотношением

$$\varphi_{\Pi} = \varphi_T - \omega r/c + \pi/2. \quad (2.1.7)$$

Поэтому для сохранения постоянных фазовых соотношений необходимо поддерживать постоянную разность фаз между фазами опорного генератора и тока в антенне. Для решения этой задачи используют автоматическую подстройку фазы (АПФ). На рис. 2.1.4 изображена упрощенная структурная схема передающего устройства ФРНС. Сигнал с ОГ поступает на передатчик через управляемое фазосдвигающее устройство, связанное с передающей антенной через трансформатор тока. Фаза выходного сигнала трансформатора тока, равная $\varphi_T - \pi/2$, сравнивается с фазой опорного генератора φ_0 на фазовом дискриминаторе; φ_T — фаза тока в антенне; $\pi/2$ — сдвиг фазы в трансформаторе тока. Сигнал рассогласования дискриминатора управляет фазосдвигающим устройством таким образом, что автоматически поддерживается равенство

$$\varphi_0 - (\varphi_T - \pi/2) = \delta\psi. \quad (2.1.8)$$

* По этой же причине при измерении РНП с помощью исследования фазовых соотношений следящими измерителями фазы величина $\pi/2$ также учитываться не будет.

Это соотношение будем называть уравнением АПФ. Из (2.1.7) и (2.1.8) получим значение фазы электрического поля $\varphi = \varphi_0 - \omega r/c + \pi - \delta\varphi$. Разность фаз $\delta\varphi$ в соответствии со сказанным выше может быть принята произвольно. Допустим, что $\delta\varphi = \pi$. Тогда

$$\varphi = \varphi_0 - \omega r/c. \quad (2.1.9)$$

При анализе фазовых соотношений в ФРНС будем полагать, что это уравнение выполняется.

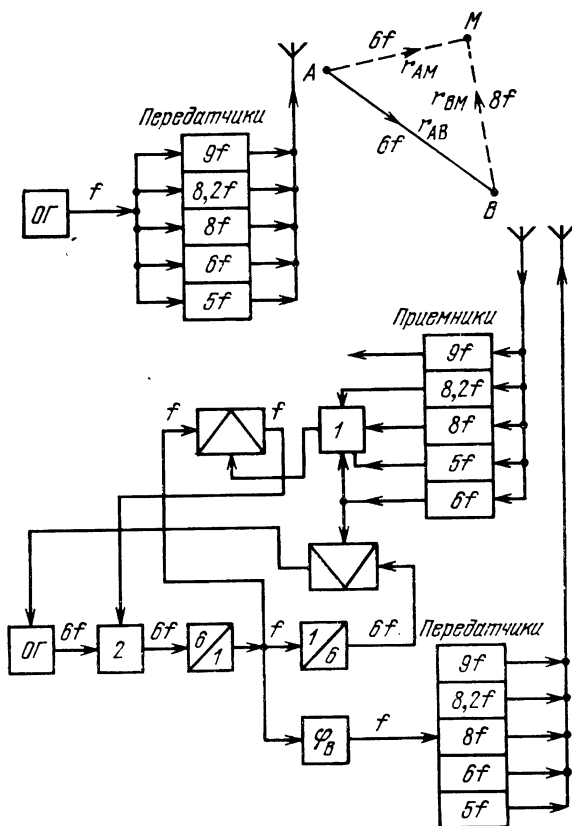


Рис. 2.1.5. Схематическое изображение ведущей и ведомой станций:
1 — устройство формирования синтезированного импульса, 2 — дискретный фазовращатель.

Синхронизация передающих станций в ФРНС «Декка». На рис. 2.1.5 схематически изображена ведущая станция А и ведомая «Красная», расположенная в точке В. Сигнал опорного генератора частоты f преобразуется в сигналы частот $6f$, $5f$, $8f$, $9f$ и $8,2f$ (рис. 2.1.5). Эти сигналы проходят через усилители мощности передатчиков и направляются в устройство связи с антенной, представляющее собой относительно сложную схему, состоящую

из трансформаторов, реакторов, вариометров. Узкополосная настройка антенны поочередно на каждую из частот обеспечивается согласующим устройством (на рис. 2.1.5 оно не показано). Благодаря действию АПФ фаза поля излучаемого сигнала в любой точке M для каждой компоненты сигнала будет равна (2.1.9)

$$\varphi_{(q)MA} = q\varphi_{(1)A} - q\omega r_{MA}/c, \quad (2.1.10)$$

где $q=5; 6; 8; 8,2; 9$. Здесь символ в скобках означает принадлежность фазы сигналу определенной частоты (например, $\varphi_{(8)}$ означает принадлежность сигналу частоты $8f$); первая буква — означает точку, в которой рассматривается фаза сигнала, вторая — станцию, которой излучен данный сигнал.

В режиме работы для точного измерения фазы станция A излучает сигнал с частотой $6f$. Тогда по формуле (2.1.10) фаза этого сигнала в точке B будет

$$\varphi_{(6)BA} = 6\varphi_{(1)A} - 6\omega r_{AB}/c. \quad (2.1.11)$$

Фаза этого сигнала после усиления приемным устройством, установленным на станции B , сравнивается на дискриминаторе ФАПЧ с 6-й гармоникой сигнала местного опорного генератора. Тогда из (2.1.6а) имеем уравнение ФАПЧ

$$\varphi_{(6)BB} - \varphi_{(6)BA} = 0; \quad \omega_A = \omega_B. \quad (2.1.12)$$

Учитывая многозначность фазы, возникающую при делении частоты, из (2.1.11) и (2.1.12) получим следующее равенство:

$$\varphi_{(1)BB} - \varphi_{(6)BB}/6 = \varphi_{(1)A} - \omega r_{AB}/c + 2\pi z/6,$$

где $z=0, 1, \dots, 5$.

Предположим теперь, что станция A излучает сигнал устранения многозначности. Фаза сигнала, образуемого «отсечкой» вершины главного максимума, в этом случае будет

$$\varphi_{(1)MA} = \varphi_{(1)A} - \omega r_{MA}/c$$

и на выходе приемного устройства ведомой станции B

$$\varphi_{(1)BA} = \varphi_{(1)A} - \omega r_{BA}/c.$$

Разность между фазой сигнала местного опорного генератора $\varphi_{(1)BB}$ и $\varphi_{(1)BA}$

$$\varphi_{(1)BB} - \varphi_{(1)BA} = 2\pi z/6.$$

На рис. 2.1.5 показано, что сигнал опорного генератора с частотой $6f$ проходит через фазосдвигающее устройство (дискретный фазовращатель) 2, которое может дискретно менять фазу опорного сигнала на величину $2\pi/6$. Таким образом, можно автоматически привести разность фаз $\varphi_{(1)BB} - \varphi_{(1)BA}$ к нулю. Последнее эквивалентно компенсации числа z .

Аналогично может быть проведено устранение многозначности на частоте биений $0,2f$ с использованием сигналов $8,2f$ и $8f$. В результате в любой точке M будем иметь (ср. с. (2.1.10))

$$\varphi_{(q) MB} = q\varphi_{(1) A} - q\omega r_{BM}/c - q\omega r_{AB}/c. \quad (2.1.13)$$

Аналогично работают другие ведомые станции.

Из (2.1.13) следует, что на продолжении линии базы со стороны ведущей станции A фаза ведомой станции B будет

$$\varphi_{(q) 1B} = q\varphi_{(1) A} - q\omega 2r_{AB}/c - q\omega r_1/c.$$

Здесь r_1 — расстояние вдоль линии базы от ведущей станции до некоторой точки. Аналогично для сигнала ведущей станции для той же точки

$$\varphi_{(q) 1A} = q\varphi_{(1) A} - q\omega r_1/c.$$

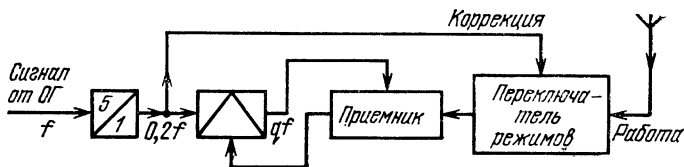


Рис. 2.1.6. Схема коррекции фазовых сдвигов в приемном тракте.

Для того чтобы значение фазы на продолжении линии базы соответствовало принятой в РНС «Декка» оцифровке линий положения, необходимо сместить фазу сигнала, излучаемого ведомой станцией, на $q\omega 2r_{AB}/c$. Для этой цели в схеме ведомой станции B предусмотрен фазовращатель φ_B (см. рис. 2.1.5). Поэтому вместо (2.1.13) будем иметь

$$\Phi_{(q) MB} = \varphi_{(q) (MB)} + q\omega 2r_{AB}/c = q\varphi_{(1) A} - q\omega r_{BM}/c + q\omega r_{AB}/c. \quad (2.1.14)$$

При выводе соотношений этого пункта мы полагали, что фазовые сдвиги в аппаратуре равны нулю и несопряженность отсчетов по точной и грубой шкалам отсутствует. В действительности в ФРНС с частотной селекцией необходимо учитывать возможность непрогнозируемого ухода фазы в приемоиндикаторах и периодически его компенсировать.

Принцип действия автоматического компенсатора фазовых сдвигов в приемнике иллюстрируется схемой, изображенной на рис. 2.1.6. При коррекции вход приемника отключается от приемной антенны. На вход приемника подаются эталонную последовательность импульсов с частотой следования $0,2f$. Так как полоса приемника 40—60 Гц, а $0,2f \approx 2,8$ кГц, то на выходе приемника действует непрерывный сигнал. Этот сигнал подается на фазовый дискриминатор ключевого типа, куда в качестве опорного напряжения поступает тот же сигнал, что и на вход, но с большей амплитудой.

литудой. Сигнал рассогласования с выхода дискриминатора используется как управляющий для компенсации фазового сдвига в приемнике. Анализ показывает, что если длительность одиночного импульса не превышает 0,1 мкс, то можно компенсировать фазовые сдвиги с точностью до 0,5°.

Основные характеристики передающих радиостанций ФРНС «Декка». В состав передающих радиостанций ФРНС «Декка» входит передатчик, согласующее устройство связи с антенной, антенна и источники питания. Ведущая и ведомые станции имеют аналогичное оборудование. Отличие заключается в синхронизирующем устройстве передатчика, которое используется на ведомых станциях.

Излучаемая мощность наземных станций зависит от ряда факторов, в том числе от проводимости почвы в районе размещения антенны. В среднем излучаемая мощность на частоте $6f$ составляет 100 Вт при потребляемой мощности передатчика 1200 Вт. Антенная мачта передающей станции имеет высоту 45—91 м. Для обеспечения емкостной нагрузки антенна снабжается наклонными оттяжками или в верхней части мачты укрепляется металлический зонт. Для противовеса используется сеть радиально расположенных медных проводов длиной порядка 100 м.

Современные передатчики наземных станций изготавливаются в модульном исполнении. Для формирования сигналов цепи на ведущей станции имеется стабильный опорный генератор (ОГ). На ведомых станциях расположены аналогичные стабильные генераторы с устройством фазовой автоподстройки частоты. Для этой цели используются стабильные термостатированные кварцевые генераторы. Во вновь устанавливаемых цепях применяют атомные стандарты частоты, обеспечивающие надежную синхронизацию в ночное время, когда особенно сильно проявляется влияние пространственных волн. Это позволило увеличить длину баз до 220 км [28].

Питание наземных станций осуществляется от централизованной сети или автономной электростанции. При выходе из строя основного источника питания предусматривается автоматический переход на аварийный источник. Для этой цели используются аккумуляторные батареи, обеспечивающие питание станции в течение 12—24 ч [28].

Современные наземные станции цепи могут работать **автоматически**, без обслуживающего персонала. При этом все управление и контроль за работой цепи осуществляет обслуживающий персонал пятой станции — станции управления и контроля. Обычно она размещается вблизи ведущей (рис. 2.1.7) [26]. Станция управления осуществляет контроль за стабильностью сетки линий положения, создаваемых станциями цепи; получает информацию от каждой станции о работе всех ее основных блоков и передает соответствующую команду при возникновении отклонений от нормальной работы; осуществляет контроль за исполнением команд. Передача информации о работе каждой станции цепи производится на частоте $8,2f$ в промежутки времени, когда эта частота не используется для передачи сигнала устранения многозначности (см. рис. 2.1.2). Для этой цели на контрольной станции имеется приемник с частотой настройки $8,2f$.

Станция управления и контроля с помощью проводной связи или на УКВ каналах связи осуществляет передачу команд ведущей станции цепи. Последняя

передает их при необходимости ведомым станциям на частоте $8,2f$. Таким образом, используемая система связи позволяет контрольной станции не только передавать команды управления, но и вести контроль за их реализацией.

Высокая надежность работы наземных станций обеспечивается рядом факторов, в том числе тройным резервированием блоков ОГ. Каждый оконечный усилитель передатчика состоит из нескольких параллельных модулей. Поэтому выход из строя одного из них мало влияет на излучаемую мощность. Наличие аварийных источников питания и эффективной системы контроля и управления, резервирование отдельных блоков обеспечивают высокую надежность работы станций цепи.

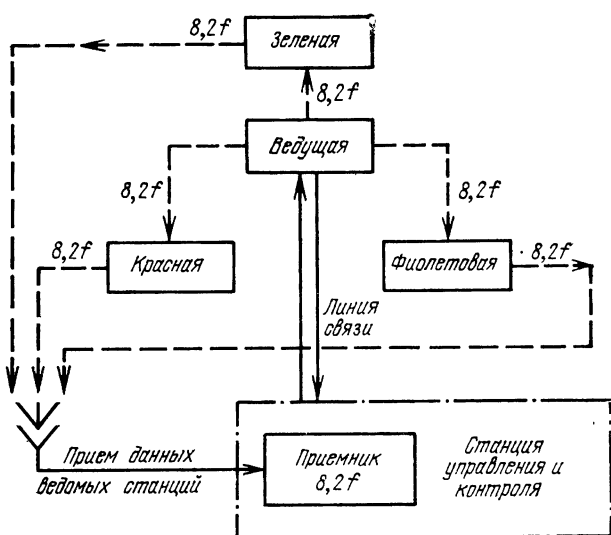


Рис. 2.1.7. Управление и контроль за работой цепи.

2.1.4. Приемоиндикаторы ФРНС «Декка». Выше было показано, что в любой точке M рабочей зоны фазы сигналов ведущей станции A и любой ведомой B соответственно равны (2.1.10), (2.1.14)

$$\varphi_{(q) MA} = q\varphi_{(1) A} - q\omega r_{MA}/c,$$

$$\Phi_{(q) MB} = q\varphi_{(1) A} - q\omega r_{MB}/c + q\omega r_{AB}/c. \quad (2.1.15)$$

Здесь $q=5; 6; 8; 8,2; 9$. При этом было показано, что этими же формулами можно пользоваться и для сигнала устранения многозначности, принимая $q=1$. Формулы (2.1.10) и (2.1.14) получены в предположении отсутствия влияния условий распространения радиоволн. С учетом искажений, вызываемых распространением, следует записать

$$\varphi'_{(q) MA} = \varphi_{(q) MA} + \delta\varphi_{(q) MA};$$

$$\varphi'_{(q) MB} = \Phi_{(q) MB} + \delta\varphi_{(q) MB}. \quad (2.1.16)$$

Здесь $\delta\varphi_{(q)MA}$ и $\delta\varphi_{(q)MB}$ — дополнительные фазы, возникающие соответственно на трассах AM и BM при распространении сигнала частоты $q\omega$. Для получения точного измерения фазы ведущая станция излучает сигнал 6ω ($q_1=6$), ведомые станции — сигналы 5ω ($q_2=5$), 8ω ($q_3=8$), 9ω ($q_4=9$).

Для измерения разности фаз двух колебаний с целочисленным отношением частот их необходимо сначала преобразовать к одной частоте, называемой частотой сравнения. Это можно осуществить тремя различными способами.

1. Приведение частот сигналов по каждой паре станций $q_1\omega$, $q_2\omega$ к одной частоте сравнения $s\omega$, численное значение которой равно общему наименьшему кратному для частот данной пары станций.

2. Приведение частоты $q_1\omega$ сигнала ведущей станции к частоте $q_2\omega$ сигналов ведомых станций.

3. Приведение частот сигналов по каждой паре станций $q_1\omega$ и $q_2\omega$ к одной частоте сравнения ω , являющейся основной частотой системы, т. е. измерение РНП на основной частоте.

Указанные способы реализуются в различных приемоиндикаторах ФРНС «Декка» и других ФРНС с целочисленным отношением частот.

1. *Измерение РНП на частоте сравнения, равной наименьшему общему кратному.* Структурная схема измерения РНП для этого случая показана на рис. 2.1.8,а. Сигналы станций A и B усиливаются в отдельных каналах. После этого путем умножения частоты по каналу станции A в s/q_1 раз и по каналу станции B в s/q_2 раз оба сигнала преобразуются к частоте сравнения $s\omega$. Тогда для сигналов станций A и B соответственно с учетом (2.1.15) и (2.1.16) получим

$$\varphi_{(s)MA} = (s/q_1)\varphi'_{(q_1)MA} = s\varphi_{(1)A} - s\omega r_{MA}/c + s\delta\varphi_{(q_1)MA}/q_1,$$

$$\varphi_{(s)MB} = s\varphi'_{(q_2)MB}/q_2 = s\varphi_{(1)A} - s\omega r_{MB}/c + s\omega r_{AB}/c + s\delta\varphi_{(q_2)MB}/q_2.$$

С помощью измерителя разности фаз $\psi_{(s)}$ (рис. 2.1.8,а) можно определить РНП:

$$\begin{aligned} \psi_s = \varphi_{(s)MA} - \varphi_{(s)MB} = s\omega(r_{MB} - r_{MA} - r_{AB})/c + \\ + s(\delta\varphi_{(q_1)MA}/q_1 - \delta\varphi_{(q_2)MB}/q_2). \end{aligned}$$

Длина волны, соответствующая частоте сравнения, равна $\lambda_s = 2\pi c/s\omega$.

На рис. 2.1.8,б дана структурная схема измерения фазы по грубой шкале. Все компоненты сигнала устранения многозначности усиливаются одновременно и поступают на схему выделения синтезированного импульса (СИ). В соответствии с очередностью излучения синтезированных импульсов передающими станциями производится измерение разностей фаз сигналов ведущей и ведомой станций.

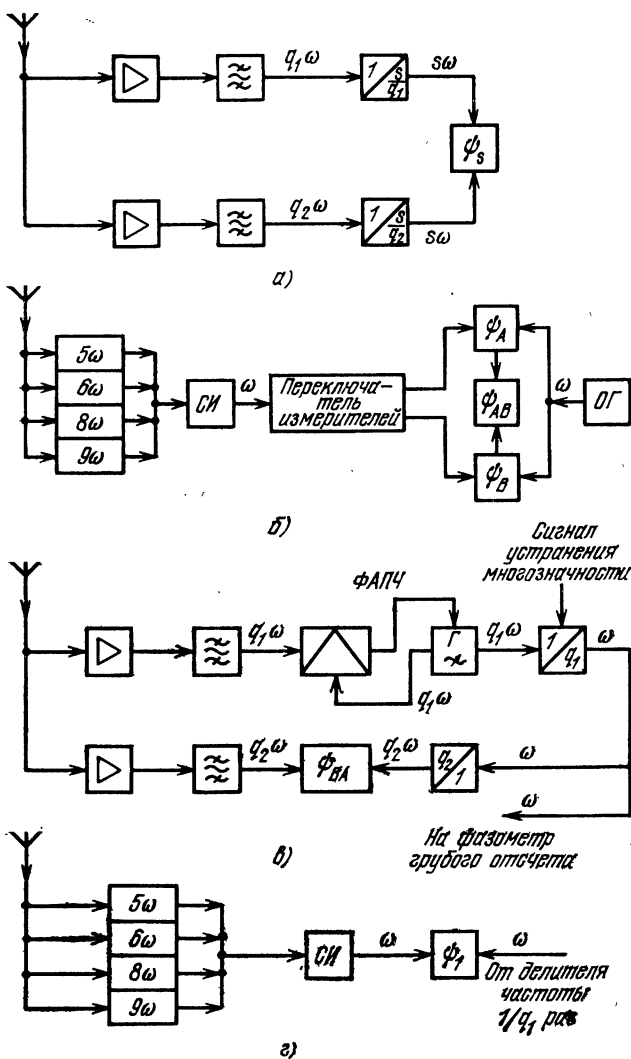


Рис. 2.1.8. Способы измерения РПП:

структурная схема измерения РПП на частоте сравнения, равной наименьшему общему кратному (а), структурная схема измерения РПП по грубой шкале (б), структурная схема измерения РПП с приведением к частотам ведомых станций (в), структурная схема устранения многозначности (г).

мой станции и бортового опорного генератора (рис. 2.1.8,б). В соответствии с принятыми обозначениями имеем

$$\begin{aligned}\psi_A &= \varphi_{(1)A} - \omega r_{MA}/c + \delta\varphi_{(1)MA}, \\ \psi_B &= \varphi_{(1)A} - \omega r_{MB}/c + \omega r_{AB}/c + \delta\varphi_{(1)MB}.\end{aligned}$$

Здесь $\delta\varphi_{(1)MA}$ и $\delta\varphi_{(1)MB}$ — дополнительные сдвиги фаз синтезированного импульса для трасс AM и BM . Для получения результата по грубой шкале образуют разность (рис. 2.1.8,б).

$$\psi_{AB} = \psi_A - \psi_B = \omega(r_{MB} - r_{MA} - r_{AB}) + \delta\varphi_{(1)MA} - \delta\varphi_{(1)MB}.$$

Здесь реализуется параллельная схема измерения разности фаз сигналов (см. п. 1.5.5).

Для дальнейшего найдем несопряженность шкал точного и грубого фазоизмерений (см. п. 1.4.3)

$$\begin{aligned}\delta_{AB} &= s(\delta\varphi_{(1)MA} - \delta\varphi_{(1)MB}) - [s(\delta\varphi_{(q_1)MA}/q_1 - \delta\varphi_{(q_2)MB}/q_2)] = \\ &= s[(\delta\varphi_{(1)MA} - \delta\varphi_{(q_1)MA}/q_1) - (\delta\varphi_{(1)MB} - \delta\varphi_{(q_2)MB}/q_2)].\end{aligned}$$

Здесь реализуется разностно-дальномерный метод устранения многозначности. Несопряженность шкал точного и грубого измерений определяется дополнительными фазами, возникающими на двух трассах распространения.

На основе метода, изложенного в этом параграфе, выполнен корабельный приемоиндикатор «Мк-21» [26].

2. *Измерение РНП с приведением частоты ведущей к частоте ведомых станций.* В этом случае сигнал ведущей станции A после усиления используется для синхронизации с помощью ФАПЧ стабильного кварцевого генератора. Сигнал частоты $q_1\omega$ с выхода кварцевого генератора, имеющий ту же фазу, что и принятый сигнал, делится по частоте в q_1 раз (рис. 2.1.8,в). Фаза сигнала на выходе делителя частоты

$$\varphi_{MA} = \varphi_{(q_1)MA}/q_1 + 2\pi z/q_1.$$

Последнее слагаемое возникает в связи с неопределенностью фазы при делении частоты. Величина z в процессе работы делителя остается постоянной. После прерывания входного сигнала значение z устанавливается вновь ($z=1, \dots, q_1$). Значение z может также изменяться и под воздействием радиопомех. Поэтому для увеличения отношения сигнала к помехе с целью сохранения в процессе работы величины z неизменной в состав схемы включен синхронизируемый с точностью до фазы генератор.

Сигнал с выхода делителя частоты умножается по частоте в q_2 раз, после чего его частота становится равной частоте сигнала ведомой станции $B(q_2\omega)$. Фаза сигнала при этом будет

$$q_2\varphi_{MA} = q_2\varphi_{(1)A} - \frac{q_2\omega r_{MA}}{c} + \frac{q_2}{q_1}\delta\varphi_{(q_1)MA} + 2\pi\frac{q_2}{q_1}z.$$

Измеритель фазы покажет разность фаз:

$$\begin{aligned} \psi_{(q_2) BA} = q_2 \varphi_{MA} - \varphi'_{(q_2) MB} = q_2 \frac{\omega}{c} (r_{MB} - r_{MA} - r_{AB}) - \\ - 2\pi \frac{q_2}{q_1} z + \frac{q_2}{q_1} \delta\varphi_{(q_1) MA} - \delta\varphi_{(q_2) MB}. \end{aligned} \quad (2.1.17)$$

Таким образом, значение отсчета ψ_{BA} зависит от случайной величины z . Величину z можно скомпенсировать только с помощью сигнала устранения многозначности. На рис. 2.1.8,г изображена схема устранения многозначности и компенсации числа z . Измеритель разности фазы $\psi_{(1)}$ определяет разность фаз между сигналами устранения многозначности и сигналом с выхода делителя частоты. Тогда для ведущей станции

$$\varphi_{(1) A} = \varphi_{MA} - \varphi'_{(1) MA} = 2\pi z/q_1 + \delta\varphi_{(q_1) MA}/q_1 - \delta\varphi_{(1) MA}.$$

Если несопряженность отсчетов

$$\delta_A = \delta\varphi_{(q_1) MA} - q_1 \delta\varphi_{(1) MA} \quad (2.1.18)$$

менее π , то число z может быть определено правильно и скомпенсировано. Такая компенсация может быть достигнута воздействием на делитель частоты $1/q_1$ (см. рис. 2.1.8,г). После компенсации слагаемое $-2\pi q_2 z/q_1$ в (2.1.17) исчезает. При измерении разности фаз между синтезированным импульсом ведомой станции B и сигналом с выхода делителя частоты получим

$$\begin{aligned} \psi_{(1) B} = \varphi_{MA} - 2\pi z/q_1 - \varphi'_{(1) MB} = \omega (r_{BM} - r_{MA} - r_{AB})/c + \\ + \delta\varphi_{(q_1) MA}/q_1 - \delta\varphi_{(1) MB}. \end{aligned} \quad (2.1.19)$$

Следовательно, несопряженность отсчетов δ_B с учетом (2.1.17) и (2.1.19) будет равна

$$\begin{aligned} \delta_B = q_2 (\delta\varphi_{(q_1) MA}/q_1 - \delta\varphi_{(1) MB}) - \left(\frac{q_2}{q_1} \delta\varphi_{(q_1) MA} - \delta\varphi_{(q_2) MB} \right) = \\ = \delta\varphi_{(q_2) MB} - q_2 \delta\varphi_{(1) MB}. \end{aligned} \quad (2.1.20)$$

Из (2.1.18) и (2.1.20) следует, что несопряженности шкал при устранении многозначности определяются только влиянием одной трассы распространения, а не двух, как это имеет место в случае приведения к частоте сравнения, равной наименьшему общему кратному. В данном случае устранение многозначности осуществляется дальномерным методом (см. § 1.4).

3. Измерение РНП на основной частоте. Этот метод во многом аналогичен рассмотренному выше и отличается от него наличием в канале ведомой станции генератора G , синхронизируемого фазовой автоподстройкой частоты (рис. 2.1.9). Частота выходного сигнала этого генератора делится в q_2 раз. Неопределенность фазы,

возникающая в обоих делителях частоты, устраняется так же, как и неопределенность делителя частоты в предыдущем случае. Поэтому несопряженности шкал будут определяться соотношениями (2.1.18) и (2.1.20).

Определение РНП осуществляется измерителем, измеряющим разность фаз выходных сигналов делителей частоты:

$$\psi_{(1)BA} = (r_{BM} - r_{MA} - r_{AB})\omega/c + \delta\varphi_{(q_1)MA}/q_1 - \delta\varphi_{(q_2)MB}/q_2.$$

Этот метод определения РНП используется в большинстве самолетных приемоиндикаторов, в том числе в приемоиндикаторе «Мк-15» [26].

О надежности устранения многозначности при измерении РНП разными методами. Методы приведения к частоте ведомой станции и измерения на основной частоте с точки зрения надежности устранения многозначности эквивалентны. Метод, основанный на приведении к частоте, равной наименьшему общему кратному, дает в несколько раз большее значение несопряженности. Однако, как следует из приведенных формул, основная составляющая величины несопряженности определяется ошибками при вычислении фазы синтезированного импульса.

Выше было показано, что фаза главного максимума мало подвержена изменениям до тех пор, пока величина боковых максимумов меньше основного. Поэтому решающее значение для устранения многозначности в ФРНС «Декка» имеет не величина несопряженности, а возможность выделения максимума-максимума, которая одинакова для всех методов. Сравнительные испытания позволяют утверждать, что приемоиндикаторы с использованием дальномерного метода устранения многозначности в РНС «Декка» дают лишь небольшое увеличение дальности ночью.

Измерения РНП при супергетеродинном приеме. До настоящего момента влияние преобразования частоты в приемных каналах не учитывалось. Рассмотрение велось как бы в предположении прямого усиления принимаемых сигналов. На рис. 2.1.10 изображена структурная схема супергетеродинного приемника. Гетеродинные сигналы приемных каналов образуются умножением в q раз частоты ω_{Γ} сигнала гетеродина. Обозначим фазу гетеродина через $\varphi_{\Gamma} = \omega_{\Gamma}t + \varphi_{0\Gamma}$. Тогда фаза гетеродинного напряжения $\varphi_{(q)\Gamma}$ q -го канала равна $\varphi_{(q)\Gamma} = q\varphi_{\Gamma}$, где $q = 5, 6, 8, 9$.

Допустим, что $\omega_{\Gamma} > \omega$. Тогда фаза сигнала по промежуточной частоте $q\omega_{\text{пч}}$ на выходе преобразователя частоты в q -м. канале приемника при приеме сигналов от станции A или B соответственно равна

$$\varphi_{(q)\text{пч}A} = \varphi_{(q)\Gamma} - \varphi'_{(q)A} = q(\varphi_{\Gamma} - \varphi_{(1)A}) + q\omega r_{MA}/c - \delta\varphi_{(q)MA}, \quad (2.1.21)$$

$$\varphi_{(q)\text{пч}B} = \varphi_{(q)\Gamma} - \varphi'_{(q)B} = q(\varphi_{\Gamma} - \varphi_{(1)A}) + q\omega r_{MB}/c - \delta\varphi_{(q)MB}.$$

Сравнивая (2.1.15), (2.1.16) и (2.1.21), убеждаемся, что преобра-

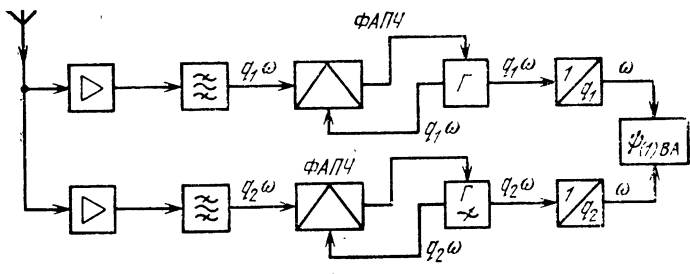


Рис. 2.1.9. Структурная схема измерения РНП на основной частоте.

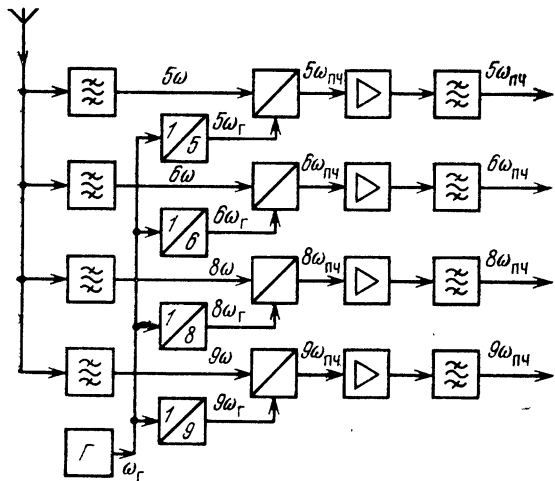


Рис. 2.1.10. Структурная схема супергетеродинного приемника.

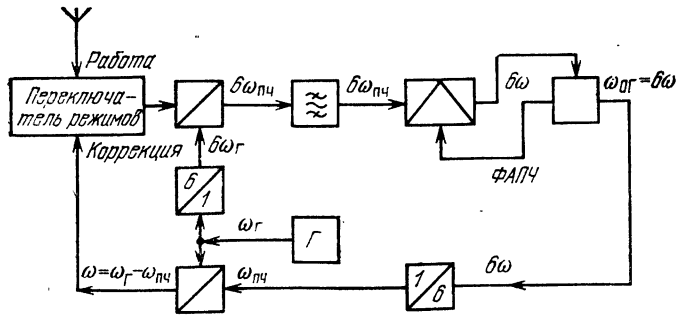


Рис. 2.1.11. Структурная схема формирования сигнала коррекции фазы приемного устройства.

зование частоты эквивалентно изменению фазы опорного генератора на станции *A* и знака фазы принимаемого сигнала на обратный. Так как при определении РНП фаза опорного генератора исключается, фаза гетеродина также не будет влиять на результат измерения (изменение знака измеряемого параметра несущественно).

Коррекция паразитных фазовых сдвигов в приемных устройствах. При усилении радиосигналов в приемных устройствах возникают нежелательные фазовые сдвиги. Эти фазовые сдвиги вызывают снижение точности фазовых измерений и могут привести к недопустимому искажению формы синтезированного импульса.

Для коррекции фазовых сдвигов, как это уже указывалось выше, на вход приемного устройства должен быть подан сигнал, представляющий собой периодическую последовательность узких импульсов, следующих с частотой $0,2\omega$ или ω . В случае супергетеродинного приема сигнал частоты ω , исходный для образования сигнала коррекции, может быть сформирован в результате смещения сигнала гетеродина ω_r и сигнала с выхода делителя частоты опорного генератора, синхронизируемого ФАПЧ. Частота этого сигнала будет равна $\omega_{пч}$. Поэтому в результате преобразования частоты получим $\omega_r - \omega_{пч} = \omega$ (рис. 2.1.11).

В режиме коррекции антенна отключается от входа приемника и на вход подается сигнал коррекции. При этом на указателях измерителя должны быть нулевые отсчеты. Если отсчеты отличаются от нулевых, то вручную или автоматически должны быть изменены фазовые сдвиги в приемных каналах до получения нулевых показаний. В устройствах с дальномерным методом устранения многозначности в процессе коррекции приходится устранять многозначность или автоматически регулировать фазу сигнала коррекции по фазе ОГ, работающего в канале $q=6$.

2.1.5. Некоторые ФРНС с частотной селекцией сигналов.

1. *ФРНС ПФНС* (PFNS Position Fixing and Navigation System) представляет собой мобильный вариант ФРНС «Декка», предназначенный для использования в военных целях. Система ПФНС обеспечивает навигацию самолетов и вертолетов, а также наземных подвижных средств (колесных и гусеничных машин, пехотных подразделений и т. п.) [33].

Передатчики наземных станций состоят из двух секций общей мощностью 1,2 кВт. Они имеют телескопическую антенну высотой 30 м с пневматическим приводом.

Наземные станции системы могут перевозиться вертолетами. Время развертывания системы не более 4 ч; время свертывания 2 ч. Основные характеристики системы ПФНС такие же, как и ФРНС «Декка».

2. *ФРНС «Лямбда»* также относится к семейству систем с частотной селекцией сигналов [34]. Эта система использует дальномерный метод определения координат, работает в том же диапазоне, что и «Декка». Для устранения многозначности используется дальномерный метод (излучаются дополнительные сигналы).

В состав системы входят две береговые приемопередающие станции. Третья приемопередающая станция устанавливается на корабле. В состав этой станции входит измеритель навигационных параметров. Дальность системы 140 км, точность определения места 20 м.

2.2. ФРНС с частотной селекцией сигнала и измерением фазы на частотах биений

2.2.1. Принцип действия ФРНС с измерением фазы на частоте биений. В § 2.1 были описаны ФРНС с частотной селекцией и целочисленным отношением частот несущих колебаний. В этом параграфе рассматриваются ФРНС с частотным разделением и произвольными значениями частот сигналов, излучаемых передающими радиостанциями.

Для объяснения принципа действия подобных РНС рассмотрим схему измерения разности расстояний до двух передатчиков, расположенных в точках A и B (рис. 2.2.1,а), излучающих колебания на частотах f_A и f_B с фазами

$$\varphi_A = 2\pi f_A t + \varphi^{(A)}; \quad \varphi_B = 2\pi f_B t + \varphi^{(B)},$$

где $\varphi^{(A)}$ и $\varphi^{(B)}$ — начальные фазы:

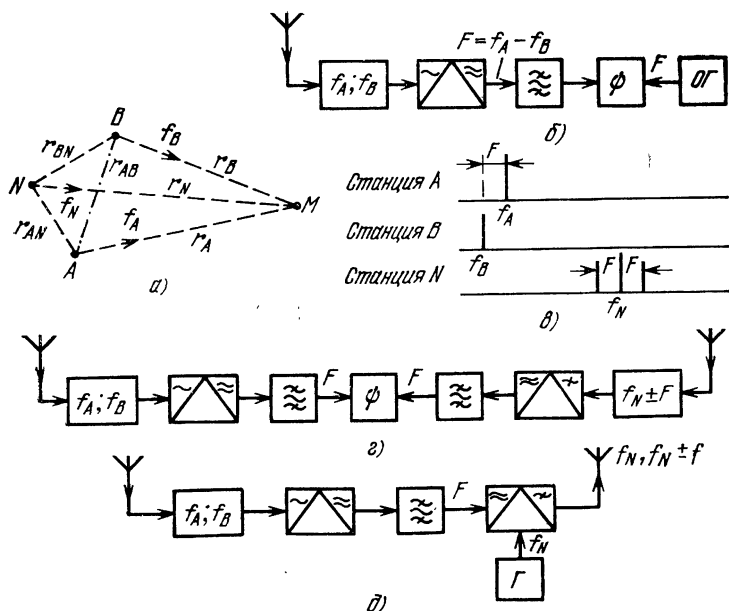


Рис. 2.2.1. К объяснению принципов построения РНС с измерением фазы на биениях:

а — навигационная цепь; б — навигационный приемоиндикатор РНС с высокостабильным генератором; в — спектр сигналов РНС; г — приемоиндикатор РНС с компенсационным каналом; д — компенсационный приемопередатчик.

Эти колебания, принятые в точке M , будут иметь фазы

$$\varphi_{MA} = 2\pi f_A t + \varphi^{(A)} - 2\pi f_A r_A / c,$$

$$\varphi_{MB} = 2\pi f_B t + \varphi^{(B)} - 2\pi f_B r_B / c.$$

После усиления, последующего сложения сигналов и детектирования могут быть выделены биения, фаза которых

$$\Phi = \varphi_{MA} - \varphi_{MB} = 2\pi F t + \varphi^{(A)} - \varphi^{(B)} - 2\pi f_B \frac{r_A - r_B}{c} - \frac{2\pi F r_A}{c}, \quad (2.2.1)$$

где $F = f_A - f_B$ ($f_A > f_B$).

Допустим, что в приемоиндикаторе (рис. 2.2.1,б) каким-либо способом получен опорный сигнал с частотой F , фаза которого $\Phi_0 = 2\pi F t + \varphi_0$. Тогда измеренная разность фаз ψ между биениями и опорным сигналом будет

$$\psi = \Phi - \Phi_0 = \varphi^{(A)} - \varphi^{(B)} - \varphi_0 - 2\pi f_B (r_A - r_B) / c - 2\pi F r_A / c.$$

Разность фаз ψ является функцией расстояний r_A и r_B и в принципе определяет линию положения. Однако для определения НП необходимо точно знать начальные фазы $\varphi^{(A)}$, $\varphi^{(B)}$ и φ_0 или по крайней мере поддерживать в процессе измерений постоянство величины $\psi_0 = \varphi^{(A)} - \varphi^{(B)} - \varphi_0$. Постоянство ψ_0 может быть достигнуто, в частности, если $f_A = N_1 F$; $f_B = N_2 F$; $N_1 - N_2 = 1$.

При этом сигнал в точке B может быть образован после приема сигнала частоты f_A посредством ее деления в N_1 раз и последующего умножения в N_2 раз. Опорный сигнал в точке M может быть получен путем деления в соответствующее число раз сигнала частоты f_A . Тогда, как может быть показано,

$$\psi = 2\pi f_B (r_B - r_A) / c + 2\pi f_B r_{AB} / c + \delta\psi_1. \quad (2.2.2)$$

Если опорный сигнал будет получен делением частоты сигнала, излучаемого из точки B , то измеренная разность фаз будет

$$\psi = 2\pi f_A (r_B - r_A) / c + 2\pi f_A r_{AB} / c + \delta\psi_2. \quad (2.2.3)$$

Слагаемые $\delta\psi_1$ и $\delta\psi_2$ в выражениях (2.2.2) и (2.2.3) — неизвестные фазовые сдвиги, возникающие при делении частоты. Они остаются постоянными в процессе работы и могут быть учтены в точке с известными географическими координатами.

Этот метод измерения, примененный в ФРНС «Дектра» [35], является частным случаем метода частотной селекции с дробно-рациональным отношением частот.

Для образования опорного сигнала чаще используется компенсационный способ (см. п. 1.2.6). В этом случае в произвольной точке N в рабочей зоне устанавливается компенсационный приемо-передатчик (рис. 2.2.1,а и д). На выходе приемника, настроенного

на частоты f_A и f_B , могут быть выделены биения, фаза которых (ср. с (2.2.1))

$$\Phi_N = \varphi_{NA} - \varphi_{NB} = 2\pi Ft + \varphi^{(A)} - \varphi^{(B)} - 2\pi f_B \frac{r_{AN} - r_{BN}}{c} - 2\pi F \frac{r_{AN}}{c}.$$

Если $F \ll f_A$, то передатчик в точке N легко может быть модулирован сигналом биений F , причем частота его несущей f_N может быть выбрана произвольно (без какой-либо связи с частотами f_A или f_B). На рис. 2.2.1, в изображен спектр сигналов, излучаемых станциями РНС. На рис. 2.2.1, г изображена упрощенная структурная схема приемондикатора, в котором вместо опорного генератора, вырабатывающего опорный сигнал частоты F , используется компенсационный приемный канал, настроенный на частоту несущей f_N ; на выходе этого канала после детектирования выделяется сигнал частоты F с фазой

$$\Phi_{MN} = \Phi_N - 2\pi F \frac{r_{MN}}{c} = 2\pi Ft + \varphi^{(A)} - \varphi^{(B)} - 2\pi f_B \frac{r_{AN} - r_{BN}}{c} - 2\pi F \frac{r_{AN}}{c} - \frac{2\pi F r_{MN}}{c}.$$

Тогда измеренная разность фаз

$$\psi = \Phi - \Phi_{MN} = 2\pi f_B \frac{r_B - r_A}{c} + 2\pi f_B \frac{r_{AN} - r_{BN}}{c} - 2\pi F \frac{r_A - r_{AN} - r_{MN}}{c}. \quad (2.2.4)$$

Величина Φ здесь определяется выражением (2.2.1).

Таким образом, начальные фазы излучаемых колебаний оказываются полностью компенсированными. Второе слагаемое является известной постоянной величиной, не зависящей от координат объекта, и может быть учтено. Если $f_B \gg F$, то третье слагаемое можно опустить, учет его возможен.

Передающие радиостанции в точках A и B полностью равноправны и не являются ни ведомыми, ни ведущими. Поэтому в дальнейшем они называются *задающими*, а радиостанция в точке N — *компенсационной*.

В формулах п. 2.2.1 фаза была выражена в радианах. В результате значения частот входили всюду с множителем 2π . В дальнейшем в этом параграфе для упрощения записи множитель 2π будет опущен, поэтому фаза выразится в фазовых циклах (см. § 1.1).

2.2.2. Разностно-дальномерные ФРНС с передачей опорной фазы радиосигналом. Рассмотренный в п. 2.2.1 принцип позволяет построить ФРНС, в которой каждая линия положения создается цепью из трех радиостанций. В этом случае полная навигационная цепь состоит из шести передатчиков: четырех задающих и двух

компенсационных. Этот принцип построения цепи не экономичен и применяется в настоящее время редко (РНС «Торан» в режиме Z, «Рэйдист-N» [27, 36]). Ниже будут рассмотрены более совершенные системы.

1. Разностно-дальномерная РНС с коммутацией баз. В целях экономии оборудования может быть применен метод коммутации баз, благодаря которому число станций в цепи может быть сведено

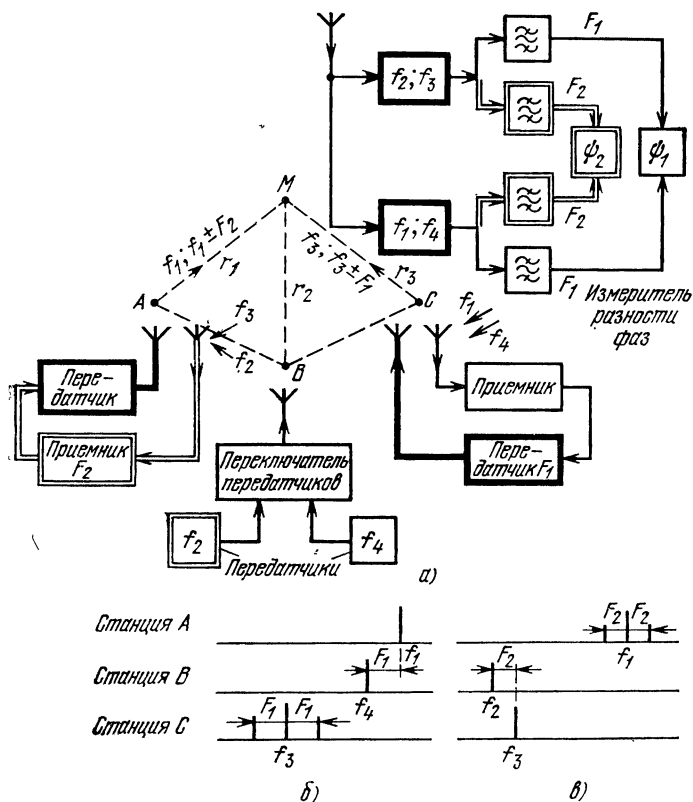


Рис. 2.2.2. РНС с коммутацией баз:

а — структурная схема РНС; б и в — спектры излучения во 2-м и 1-м полупериодах соответственно.

до минимума (до трех). Схема радионавигационной цепи с периодической коммутацией баз изображена на рис. 2.2.2,а. На этом рисунке устройства, работающие непрерывно оба полупериода, изображены жирными линиями; устройства, функционирующие в течение первого полупериода при излучении станцией В сигнала с частотой f_2 , — двойной линией; устройства, действующие при излучении ею во второй полупериод сигнала частоты f_4 , — одинарной тонкой линией. Станции, расположенные в точках А и С, непрерывно излучают колебания с частотами f_1 и f_3 соответственно.

Станция, расположенная в точке B , поочередно с периодом $T \approx 0,1-0,2$ с излучает сигналы с частотой f_2 и f_4 . При этом разности частот $F_2 = f_3 - f_2$ и $F_1 = f_4 - f_1$ — низкие звуковые частоты (десятки или сотни герц).

Допустим, что первой половине периода T соответствует излучение станцией B сигнала с частотой f_2 . Тогда на выходе компенсационного приемника, расположенного на станции A , выделяются биения с частотой F_2 , которыми будет промодулировано несущее колебание частоты f_1 , излучаемое станцией A . Следовательно, передатчик станции A в этом полупериоде будет играть роль компенсационного. В бортовом приемоиндикаторе при этом на выходе приемного канала, настроенного на частоты f_2 и f_3 , выделяются биения с частотой F_2 . На выходе канала, настроенного на частоты f_1 и f_4 , после детектирования выделится огибающая модулированного сигнала той же частоты F_2 , используемая в качестве опорного напряжения. Измеренная разность фаз ψ_2 может быть получена из (2.2.4) при подстановке соответствующих значений частот и расстояний

$$\psi_2 = \frac{r_2 - r_3}{c} f_2 + \frac{r_1 - r_3}{c} F_2 + \frac{r_{AC}}{c} f_3 - \frac{r_{AB}}{c} f_2.$$

Здесь и далее r_{AC} , r_{AB} и r_{BC} — расстояния между станциями, расположенными в точках A , B и C .

Спектр сигналов, излучаемых ФРНС в течение этого полупериода, изображен на рис. 2.2.2, в. Во втором полупериоде T передатчик в точке B излучает колебание частоты f_4 , благодаря чему на выходе компенсационного приемника станции C выделяются биения частоты F_1 , которые модулируют сигнал передатчика этой станции, выполняющий теперь роль компенсационного. Спектр сигналов, излучаемых в этом полупериоде, изображен на рис. 2.2.2, б. В бортовом приемоиндикаторе, расположенном в точке M , на выходе приемного канала, настроенного на частоты f_1 и f_4 , выделяются их биения частоты F_1 ; на выходе канала, настроенного на частоту f_3 , появляется опорный сигнал той же частоты. В результате фазометр, измеряющий разность фаз на частоте F_1 , определит величину ψ_1 , равную

$$\psi_1 = \frac{r_2 - r_1}{c} f_4 - \frac{r_{BC}}{c} f_4 + \frac{r_{AC}}{c} f_1 + \frac{r_1 - r_3}{c} F_1.$$

Для разделения звуковых частот F_1 и F_2 в приемоиндикаторе должны быть применены узкополосные резонансные фильтры.

На описанном принципе с коммутацией баз построена ФРНС «Лорак-А» [37, 38].

2. *Разностно-дальномерная ФРНС с одним компенсационным передатчиком на две базы.* Радионавигационная цепь состоит в этом случае из трех задающих (A , B , C) и одного компенсационного (N) приемопередатчиков (рис. 2.2.3, а). Частоты сигналов, излучаемых задающими генераторами, расположенными в точках

A, B и C , соответственно равны f_1, f_2 и f_3 , при этом $f_3 > f_1 > f_2$, $f_3 - f_2 = F_2$, $f_1 - f_2 = F_1$, где F_1 и F_2 — низкие звуковые частоты.

В точке N расположен компенсационный приемопередатчик. Биения с выхода компенсационного приемника (рис. 2.2.3, б) выделяются фильтрами, настроенными на частоты F_1 и F_2 , после чего осуществляется модуляция несущего колебания частоты f_4 , излучаемого передатчиками. Спектр сигналов системы изображен на

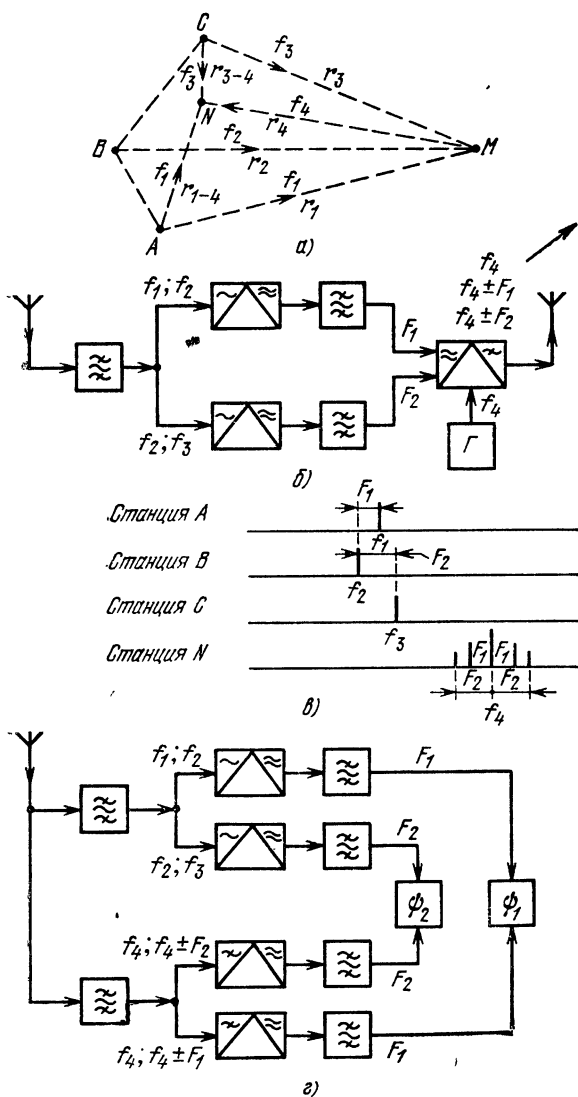


Рис. 2.2.3. РНС с одним компенсационным передатчиком на две базы:
 а — геометрическая схема РНС; б — структурная схема компенсационного приемопередатчика; в — спектр сигналов РНС; г — структурная схема приемопередатчика РНС.

рис. 2.2.3,в. В двухканальном приемнике приемоиндикатора (рис. 2.2.3,з), находящегося в точке M , осуществляется усиление сигналов f_1 , f_2 и f_3 и сигнала компенсационного передатчика с несущей частотой f_4 . Сигналы с детектора выделяются фильтрами, настроенными на частоты F_1 и F_2 , после чего измеряются разности фаз ψ_1 и ψ_2 :

$$\psi_1 = \frac{r_2 - r_1}{c} f_2 + \frac{r_4 - r_1}{c} F_1 + \frac{r_{1.4}}{c} f_1 - \frac{r_{2.4}}{c} f_2,$$

$$\psi_2 = \frac{r_2 - r_3}{c} f_2 + \frac{r_4 - r_3}{c} F_2 + \frac{r_{3.4}}{c} f_3 - \frac{r_{2.4}}{c} f_2.$$

На этом принципе работает РНС «Лорак-Б» [38].

3. *Разностно-дальномерная РНС с приемопередатчиками, совмещающими функции задающих и компенсационных.* Принцип действия этой системы иллюстрируется рис. 2.2.4,а. Навигационная цепь состоит из четырех передатчиков. Передатчики A и A' образуют первую базу, а B и B' — вторую. При этом они излучают частоты, соответственно равные f_A , $f_{A'}$, f_B и $f_{B'}$, причем $F_A = f_A - f_{A'}$ и $F_B = f_B - f_{B'}$ — низкие звуковые частоты.

Передатчик A для пары задающих станций $B-B'$ играет роль компенсационного, так как модулируется сигналом биений частоты F_B , получаемым с выхода компенсационного приемника, настроенного на частоты f_B и $f_{B'}$. Аналогично передатчик B играет роль компенсационного для пары $A-A'$. Спектр сигналов, излучаемых системой, изображен на рис. 2.2.4,б. В состав приемоиндикатора входит приемник, один из каналов которого настроен на частоту f_A , а другой — на частоту f_B . На выходе первого выделяются биения F_A и опорный сигнал частоты F_B , на выходе второго — биения F_B и опорный сигнал F_A . Эти сигналы разделяются фильтрами, после чего измеряются разности фаз, которые могут быть вычислены по формуле (2.2.4) с подстановкой соответствующих значений частот и расстояний. Излагаемый здесь принцип положен в основу работы РНС «Торан» в режиме X [36].

4. *Обращенная разностно-дальномерная РНС.* Обращенный разностно-дальномерный способ определения координат рассмотрен в п. 1.2.5. В данном случае на подвижном объекте, координаты которого определяются, установлен передатчик, излучающий непрерывные незатухающие колебания частоты f (рис. 2.2.5,а). В точке N расположен неподвижный передатчик, непрерывно излучающий немодулированный сигнал с частотой f_1 : $f_1 - f = F$, где F — низкая звуковая частота.

В точках A и B расположены приемопередатчики. На выходе приемников, настроенных на частоту $(f_1 + f)/2$, выделяются биения частоты F , которыми модулируются передатчики. (Спектр сигналов, излучаемых ФРНС, изображен на рис. 2.2.5,б.) Промодулированные сигналы, излучаемые передатчиками A и B , усили-

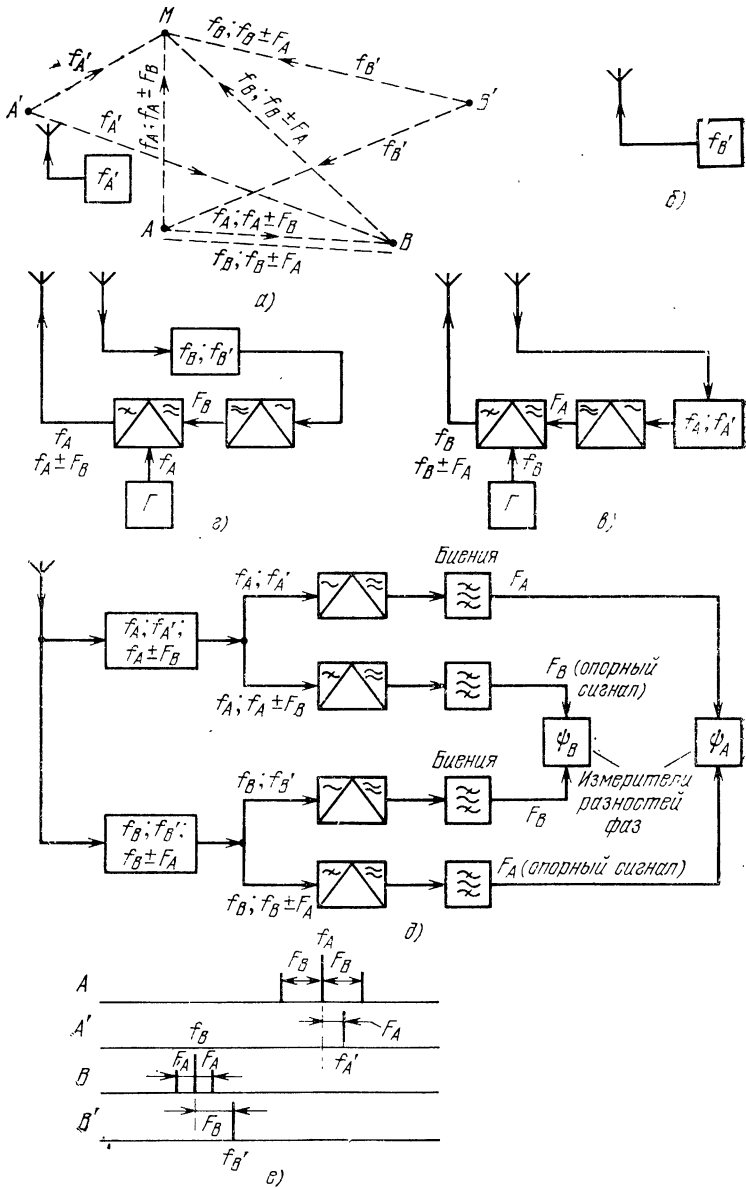


Рис. 2.24. РНС с передающими станциями, совмещающими функции задающих и компенсационных:

а, б — задающие передатчики; в, г — приемопередатчики; д — приеминдикатор; е — спектр сигналов.

ваются многоканальным приемником, расположенным в пункте P , детектируются, после чего осуществляется измерение разности фаз.

Элементарные вычисления, аналогичные выполненным в п. 2.2.1, приводят к следующему выражению для измеряемой разности фаз:

$$\psi = \frac{r_3 - r_1}{c} f + \frac{r_2 - r_4}{c} f_1 + \frac{r_5 - r_6}{c} F.$$

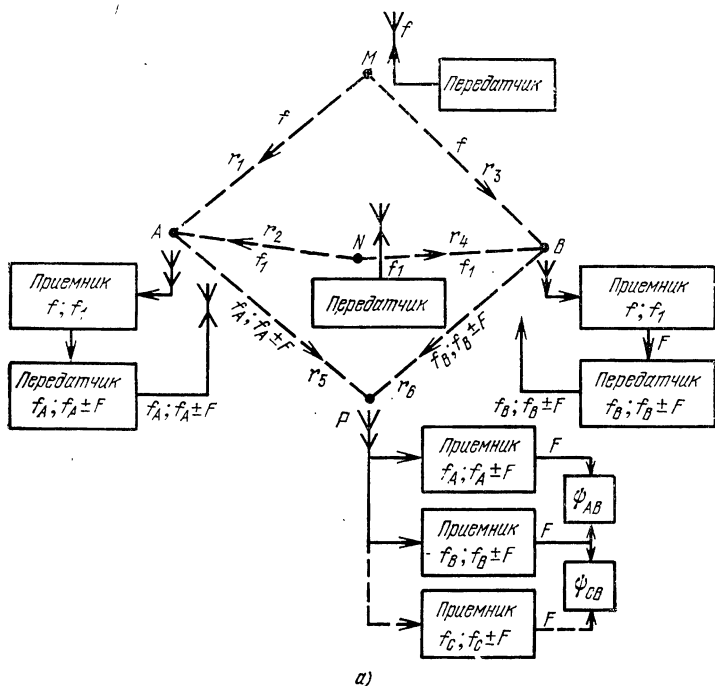
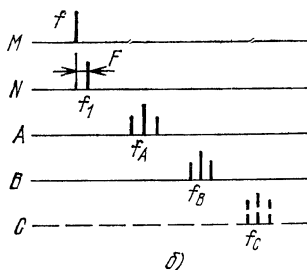


Рис. 2.25. Обращенная разностно-дальномерная РНС;
 а — состав РНС; б — спектр сигналов обращенной РНС.



Второе и третье слагаемые не зависят от координат объекта и являются известными постоянными. Первое слагаемое позволяет определить один НП. Для получения другого НП необходимо установить в некоторой точке C еще один приемопередатчик, аналогичный установленным в точках A и B . Соответствующие дополнения в спектре сигналов, излучаемых РНС, и в приемнике,

расположенном в пункте P , показаны на рис. 2.2.5, *а* и *б* пунктирными линиями.

Системы «Рэйдист-Е» и «Торан» в режиме Y являются обращенными разностно-дальномерными ФРНС этого типа [27, 36].

Устранение многозначности. Устранение многозначности в ФРНС рассматриваемого здесь типа может быть осуществлено методом разностных измерений на близких частотах (п. 1.4.1). Для этого измерения должны осуществляться на нескольких частотах. Следовательно, фактически в состав оборудования РНС (приемные каналы, фазометры, в ряде случаев передатчики) должны быть включены дополнительные приемники и передатчики по числу шкал устранения многозначности. Естественно, что при этом стоимость оборудования, его габариты и масса заметно увеличиваются. По этой причине в ФРНС рассматриваемого типа устранение многозначности используется редко. Так, в ФРНС «Лорак-Б» предусмотрен специальный режим [38] устранения многозначности с поочередной работой берегового оборудования системы на нескольких частотах, причем бортовое оборудование доукомплектовывается специальным приемником, включающим вспомогательные фазометры. Система переходит в режим устранения многозначности в известный момент времени по сигналам точного времени или по требованию штурмана. Коэффициент сопряжения, как это следует из проспектов фирмы — изготовителя, принимается равным 10—20.

2.2.3. Измерение дальности способом с переизлучением. Измерение дальности способом с переизлучением в ФРНС с компенсацией опорной фазы затруднено в связи со сложностью выделения биений на переизлучающей станции из-за мощного поля собственного излучения. Поэтому прибегают к искусственному приему, позволяющему существенно разнести сигналы, излучаемые станциями по частоте.

Схема ФРНС, позволяющая измерить расстояния от объекта M до двух неподвижных наземных пунктов, изображена на рис. 2.2.6, *а*. Передатчик на подвижном объекте излучает непрерывный сигнал частоты $2f_2$, а неподвижная станция A — непрерывный сигнал f_1 . При этом $2f_2 - 2f_1 = F$, где F — низкая звуковая частота.

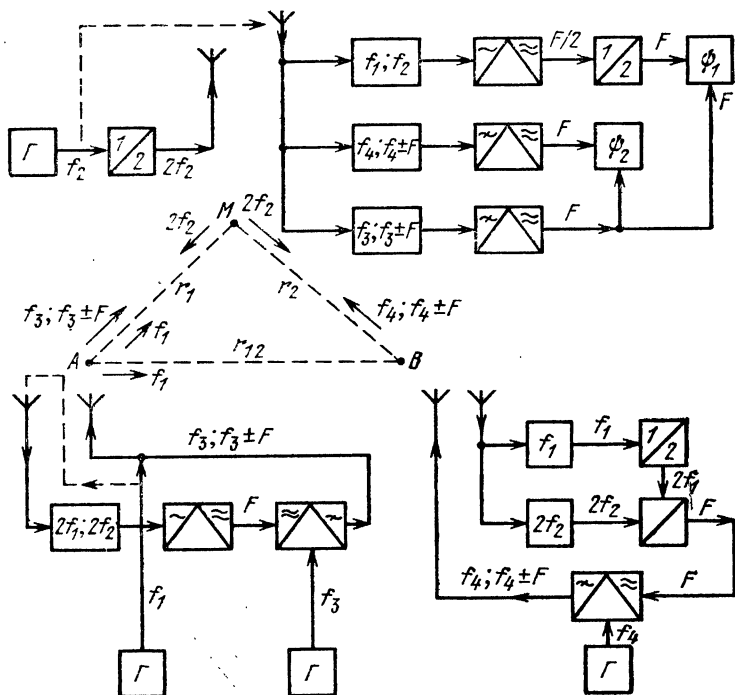
В приемных устройствах всех трех станций (M , A и B) выделяются биения частоты $2f_2$ и второй гармоники частоты f_1 . На станциях A и B осуществляется модуляция передатчиков сигналом биений. Спектр сигналов, излучаемых станциями системы, изображен на рис. 2.2.6, *б*. На рис. 2.2.6, *а* даны упрощенные структурные схемы аппаратуры на объекте и на неподвижных станциях A и B . Легко видеть, что на всех станциях в канале f_1 имеются умножители частоты в два раза; исключение составляет станция A , где вторая гармоника сигнала, т. е. $2f_1$ непосредственно может быть извлечена из выходного сигнала передатчика.

В навигационном приемопередатчике M на выходе канала, настроенного на частоту f_1 , после детектирования выделяются биения сигналов f_1 и f_2 , т. е. частоты $F/2$. Этот сигнал умножается по частоте в два раза и поступает на фазометр φ_1 , измеряющий разность фаз между выходными сигналами каналов

f_1 и f_3 . Фазометр ψ_2 измеряет разность фаз выходных сигналов каналов приемников f_3 и f_4 .

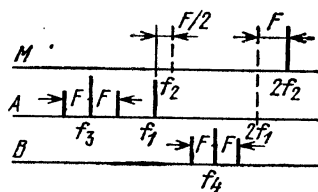
Опуская элементарные выкладки, запишем выражения для ψ_1 и ψ_2 :

$$\psi_1 = 2f_2 \frac{2r_1}{c}; \quad \psi_2 = \frac{2r_2}{c} 2f_2 + \frac{r_2 - r_1}{c} F - \frac{2r_{1-2}}{c} f_1.$$



а)

Рис. 2.2.6. РНС с измерением дальности способом с перезлучением: а — к объяснению принципа действия аппаратуры дальномерной РНС, б — спектр сигналов.



б)

Первые слагаемые в полученных выражениях для ψ_1 и ψ_2 соответственно пропорциональны r_1 и r_2 . Тем самым обеспечивается измерение расстояний от объекта до станций. (Второе слагаемое в выражении для ψ_2 — пренебрежимо малая величина, третье — известная постоянная.)

Вещи с частотой $F = 2f_2 - 2f_1$, выделяемые на выходе канала f_1 в навигационном приемопередатчике, обеспечивают определение разности фаз только на частоте F , зависящей от частоты f_2 . Поэтому ФРНС может обслуживать несколько объектов, отличающихся частотами излучения f_2 .

Этот принцип действия применен в фазовой РНС «Рэйдист» в режиме *DM* [27].

2.2.4. Краткая характеристика ФРНС с измерением фазы на частотах биений. Простота и наглядность принципа действия, отсутствие устройств автоматического управления (кроме, может быть, фазометров), отсутствие, на первый взгляд, источников значительных инструментальных погрешностей — все это обусловило появление большого числа РНС с измерением разности фаз по биениям. Поэтому может создаться впечатление, что подобные ФРНС можно легко построить с использованием обычных связных приемопередатчиков, дополненных простейшими фазометрами, работающими на низких частотах.

Однако для обеспечения высокой точности измерений стабильность фазочастотных характеристик приемоусилительных трактов и низкочастотных фильтров должна быть несравненно более высокой, чем в устройствах связи (необходимо обеспечить стабильность частот всех передатчиков не хуже 10^{-6}); большие трудности возникают в связи с тем, что напряженности полей задающих станций сильно отличаются друг от друга.

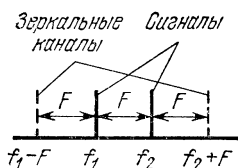


Рис. 2.2.7. Спектр сигнала при выделении биений двух монохроматических колебаний.

Выше было показано, что для получения двух линий положения требуется сигнал, содержащий не менее восьми спектральных составляющих. Наложение помехи хотя бы на одну из них приведет к выводу системы из строя. При этом следует помнить, что при образовании биений возникают зеркальные каналы, расположенные в стороне от рабочих частот, так, как это показано штриховыми линиями на рис. 2.2.7. Поэтому РНС данного типа обладают исключительно низкой устойчивостью к радиопомехам искусственного происхождения, что привело к использованию их в относительно слабо загруженном диапазоне промежуточных волн, мало применимым для сухопутных трасс. Для обеспечения надежной работы по той же причине обычно используются передающие устройства с мощностями, более чем на порядок превышающими мощность, вычисленную в предположении наличия помех только естественного происхождения. Сложность спектра еще более возрастает при введении режима устранения многозначности, при этом повышаются требования к стабильности многочисленных приемников и фильтров. Поэтому РНС такого типа с устранением многозначности широкого распространения не получили.

Отсутствие устранения многозначности, возможность работы только в диапазоне промежуточных волн, низкая помехоустойчивость привели к тому, что системы этого типа никогда не использовались для целей общей навигации. Зато они получили широкое

распространение для решения специальных задач, таких как геолого- и нефтеразведка, прокладка подводных кабелей, гидрографические работы, различные другие работы по исследованию континентального шельфа, испытания кораблей и самолетов, испытания различных средств вооружения [38, 40].

Фирмы, специализирующиеся на разработке и производстве таких ФРНС, стремятся выпускать такое оборудование таким образом, чтобы, используя его в различных сочетаниях, можно было бы обеспечить решение широкого класса задач. Ниже даны характеристики трех наиболее совершенных РНС этого типа.

ФРНС «Лорак» (Logac) выпускается в США. В разное время рекламировались варианты: «Лорак-А», «Лорак-LM» (предназначен для измерения расстояния между двумя пунктами), «Лорак-Б» (п. 2.2.2) и «Лорак-Д» с частичным устранением многозначности [38]. Диапазон частот 1605—2500 кГц. Рабочие частоты задаются сменными кварцами. Система «Лорак-А» имеет частоты биений 250 и 600 Гц, в «Лорак-Б» применяются меньшие частоты биений. Передающие станции комплектуются передатчиками разных мощностей. Обычно используется передатчик мощностью 500 Вт с антенной высотой порядка 30 или 50 м. Дальность действия над морем днем порядка 450 км, ночью — 180 км. Точность измерения разности фаз порядка 0,5 с.ц. (при тщательном обслуживании может быть повышена втрое). Нестабильность излучаемых частот 10^{-7} . Погрешность определения места на расстоянии до 200 км не превышает 3—10 м (над морем).

ФРНС «Рэйдист» (Raydist) выпускается в США. Известно множество вариантов этой системы: «Рэйдист-DR» — для независимого измерения дальностей до двух пунктов, «Рэйдист-DM» — более новый вариант измерения дальностей до двух пунктов (см. п. 1.2.3), «Рэйдист-N» — гиперболический вариант с независимыми базами, близкий к «Лорак-Б», «Рэйдист-T» — гиперболический вариант с модуляцией одной боковой, «Рэйдист-E» — обращенная гиперболическая система (см. п. 1.2.5) и многие другие системы [27, 41].

Диапазон частот 1,6—5 МГц. Дальность действия определяется мощностью передатчиков (от 50 до 400 км). Точность в зависимости от дальности и условий применения от 3 до 10 м. В диапазоне 3—5 МГц дальность действия в темное время суток до 270 км.

ФРНС «Торан» (Togan) выпускается во Франции. Известны варианты применения: «Торан-Z» — гиперболическая РНС с компенсационными передатчиками и независимыми базами (п. 2.2.1), «Торан-Y» — обращенная гиперболическая ФРНС (п. 2.2.3), «Торан-X» — гиперболическая ФРНС, принцип действия которой изложен в п. 2.2.2 [36, 42]. Диапазон 1,6—3,8 МГц. Частоты биений порядка 100 Гц. По своим характеристикам РНС «Торан» в основном подобна РНС «Лорак». Комплектуется передатчиками различных типов, отличающихся мощностями излучения (от 10 до 500 Вт)..

Особое место в классе рассматриваемых РНС занимает «Торан-О» (рис. 2.2.8) [43]. В точках A и B установлены неподвижные передающие устройства, аналогичные используемым в других модификациях системы, в качестве ОГ которых применены атомные стандарты частоты нестабильностью порядка $2 \cdot 10^{-12}$. Излучаемые передающими устройствами частоты $f_A = f + F_1$ и $f_B = f + F_2$ вырабатываются когерентными синтезаторами частоты из сигналов соответствующих опорных генераторов. Диапазон частот $f = 1,5 - 3,0$ МГц. Частоты F_1 и F_2 — низкие звуковые частоты: $F_1 = 80$ Гц, а $F_2 = 140$ Гц. Сигналы

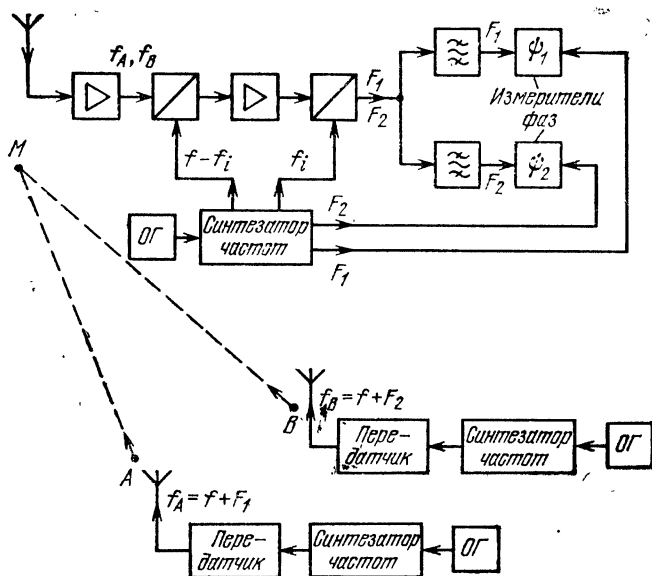


Рис. 2.2.8. Структурная схема РНС «Торан-О».

f_A и f_B на объекте M усиливаются одним приемником. В приемоиндикаторе в качестве ОГ используется атомный стандарт частоты и синтезатор частоты, с выхода которого получают гетеродинные сигналы, позволяющие в результате двукратного преобразования частоты формировать сигналы частоты F_1 и F_2 . Эти сигналы сравниваются по фазе с опорными сигналами той же частоты, поступающими непосредственно от синтезатора частоты. Показания фазометров, измеряющих приращение дальностей до точек A или B , юстируются в точке с известными координатами. Нестабильность частот опорных генераторов на наземных станциях и в бортовом приемоиндикаторе $\delta f = 2 \cdot 10^{-12}$ позволит получить погрешность за 1 ч работы, равную $\Delta r = 2\delta f T = 2 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \cdot 3600 \approx \approx 4$ м/ч.

Предусматривается возможность введения в РНС еще одного передатчика с частотой $f + F_3$ для измерения дальности до третьей неподвижной точки.

ФРНС «Торан-О» обеспечивает определение координат с точностью 10—20 м на расстоянии 1000—1200 км в дневное время на самолете и служит целям авиационных геофизических исследований. Эта система является примером РНС

с определением координат способом измерения дальности с высокостабильными генераторами (п. 1.2.2).

В разное время и в разных странах были предложены иные разновидности устройств и систем с измерением фазы на частотах блений, не получившие широкого распространения. Как правило, все эти устройства по своему принципу действия очень близки описанным в этом параграфе. Несколько отличается радионавигационная система Рапа [27, 37] и ее вариант, работающий в УКВ диапазоне Rager [39].

2.3. ФРНС с временной селекцией сигналов

Этот вид ФРНС будет рассмотрен на примере ФРНС «Омега» (Omega) и семейства ФРНС «Хай-фикс» (Hi-fix)

2.3.1. Общая характеристика ФРНС «Омега». ФРНС «Омега» является разностно-дальномерной системой, работающей в СДВ диапазоне. Она предназначена для определения местоположения объекта практически в любой точке земного шара в любое время суток [44]. Это достигается за счет применения СДВ диапазона, который характеризуется удовлетворительной для целей навигации стабильностью фазы и малым затуханием сигналов (см. § 5.7) при распространении на большие расстояния. Наземные станции системы синхронизированы по частоте и фазе по сигналам системы точного времени. Нестабильность излучаемых частот примерно 10^{-12} [45]. Восемь наземных станций обеспечивают навигацию в пределах всего земного шара.

Среднеквадратическая ошибка определения места с учетом поправок на условия распространения радиоволн составляет днем около 1,8 км, ночью — порядка 3,4 км [46]. Предполагается, что применение дифференциального способа определения дальности позволит в наиболее важных в навигационном отношении областях существенно повысить точность.

Работа в СДВ диапазоне позволяет получить значительную протяженность базовых линий. При базах, больших радиуса земли, обеспечивается высокая точность системы в пределах всей рабочей зоны, поскольку дорожки, даже на больших удалениях от базы, расширяются незначительно [47], что обуславливается кривизной земной поверхности.

Так, если расположить две передающие станции на экваторе и двигаться в северном или южном направлениях, то дорожки будут расширяться вплоть до полюсов. На полюсе экваториальная база будет видна под минимальным углом. В разностно-дальномерных ФРНС дорожки при удалении от базы расширяются пропорционально величине $1/\sin \delta/2$, где $\delta/2$ — половина угла, под которым видна база из точки наблюдения. При длине экваториальной базы 180° величина $1/\sin 90^\circ=1$, а, следовательно, ширина дорожки повсеместно будет такой, как и на линии базы. При длине базы 60° величина $1/\sin 30^\circ=2$, а поэтому и точность отсчета из-за расширения дорожки уменьшится в два раза.

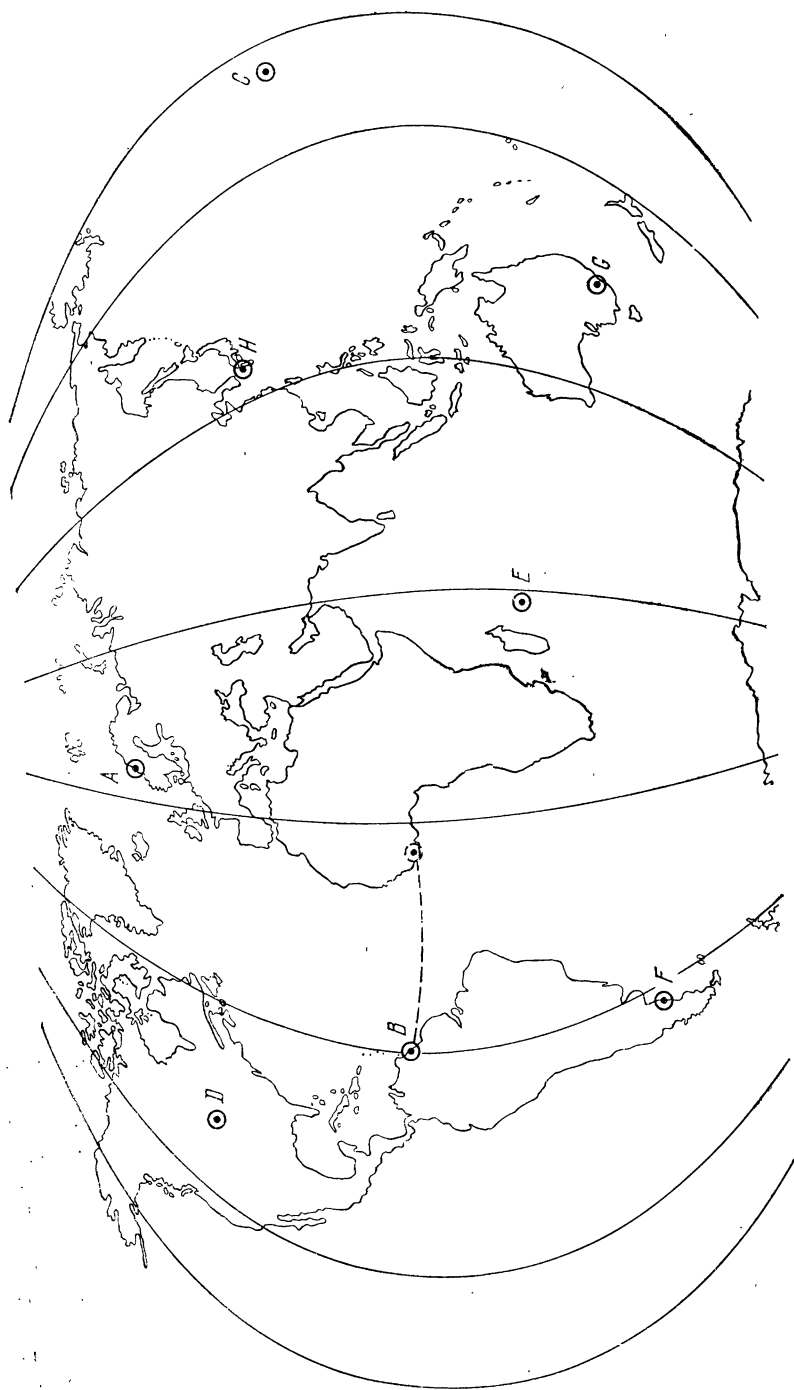


Рис. 2.3.1. Размещение восьми наземных станций ФРС «Омега».

При определении местоположения объекта по двум линиям положения величина среднеквадратической ошибки определения места σ_r (в предположении, что среднеквадратические ошибки определения РНП по двум линиям положения $\sigma_{\tau_1} = \sigma_{\tau_2} = 1$ мкс), выраженная в метрах, согласно п. 1.3.2 может быть записана в виде

$$\sigma_r = \frac{150}{|\sin \theta|} \left(\frac{1}{\sin^2 \delta_1/2} + \frac{1}{\sin^2 \delta_2/2} + \frac{2\rho_{1,2} \cos \theta}{\sin \delta_1/2 \cdot \sin \delta_2/2} \right)^{1/2},$$

где θ — угол пересечения двух линий положения; $\rho_{1,2}$ — коэффициент корреляции между измерениями для получения двух линий положения; δ_1 и δ_2 — углы, под которыми видна первая и вторая базы из точки наблюдения. Максимальная точность определения места будет при $\theta = 90^\circ$ и $\delta_1 = \delta_2 = 180^\circ$. Тогда $\sigma_r = 212$ м/мкс.

Этому случаю соответствует размещение четырех станций на линии экватора, в точках взаимно смещенных на 90° по долготе при определении места на полюсе.

Соответственно оптимальную геометрию глобальной гиперболической РНС можно получить, установив еще две станции на полюсах Земли. Если объект находится в центре тяжести равностороннего полярного сферического треугольника, а работа ведется по сигналам двух станций, расположенных в его вершинах, то $\sigma_1 = \sigma_2 = 120^\circ$. При этих условиях коэффициент корреляции $\rho_{1,2} = 0,5$ [47]. При этом $\sigma_r = 245$ м/мкс.

Сравнивая этот результат с величиной σ_r , рассчитанной для оптимальной геометрии, получим, что во втором случае точность уменьшается всего на 16%¹.

Практически реализовать оптимальное размещение наземных станций по соображениям экономического, географического и политического порядка не удалось. Поэтому потребовалось увеличение числа наземных станций ФРНС «Омега» до восьми. Их рациональное размещение (рис. 2.3.1) позволяет реализовать систему с почти оптимальной точностью и создать избыточность навигационной информации [44]. Так, если одна из станций выходит из строя, то ошибки определения места возрастут примерно на 10—15%. Выход из строя двух станций увеличит ошибку не более чем на 50%.

2.3.2. Сигналы ФРНС «Омега». Восемь станций системы поочередно излучают синхронизированные по фазе незатухающие колебания в соответствии с временной диаграммой работы, приведенной на рис. 2.3.2 [45]. Длительность излучения сигнала каждой станцией составляет от 0,9 до 1,2 с. Станции принято обозначать буквами латинского алфавита от А до Н. Длительность паузы между сигналами станций составляет $T_{\pi} = 0,2$ с. На рис. 2.3.2 показаны значения частот, излучаемых станциями. Эта величина выбрана с учетом длительности переходного процесса, возникающего при переходе станции на излучение сигнала другой частоты, что позволяет в любой точке земной поверхности осуществлять

прием сигналов только одной станции на данной частоте. Длительность переходного процесса при ширине полосы пропускания антенного контура и антенны $\Delta f_{0,7} \approx 10-20$ Гц составит $\tau_{пер} = 1/\pi \Delta f_{0,7} = 16-32$ мс.

Время прохождения волны вокруг земного шара $t=r/c=40\,000/300\,000=133$ мс, где r — расстояние вокруг Земли $\approx 40\,000$ км. Цикл работы, т. е. периодичность, с которой каждая станция излучает сигнал на одной частоте, равен 10 с.

Применение атомных стандартов частоты на наземных станциях, а также использование СДВ

диапазона обеспечивают передачу сигналов ФРНС «Омега», синхронизированных по сигналам точного времени системы UT-1, отличающейся большей точностью, чем система UTC по которой работают радиостанции передачи сигналов точного времени и образцовых частот [45].

Передающие станции излучают поочередно сигналы на частотах 10,2 кГц, 11 1/3 кГц и 13,6 кГц, обеспечивающие определение РНП и устранение многозначности.

Частота $f_T=10,2$ кГц используется для точного определения местоположения. При этом ширина дорожки вдоль линии базы

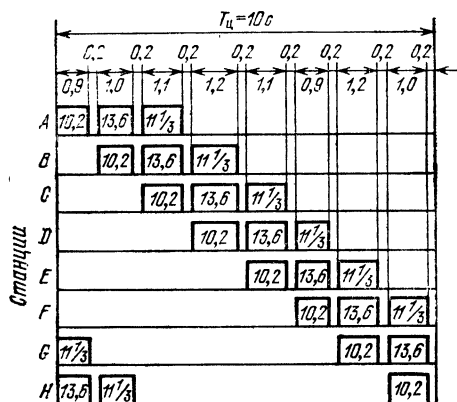


Рис. 2.3.2. Временная диаграмма ФРНС «Омега».

равна приблизительно 14,7 км. На базах длиной 9000 км укладывается свыше 600 дорожек [44]. Для получения первой шкалы устранения многозначности используются частоты 10,2 и 13,6 кГц. Соответствующее значение разностной частоты $f_{r1}=3,4$ кГц. При этом коэффициент сопряжения $i_1=f_T/f_{r1}=10,2/3,4=3$. Дорожки первой шкалы устранения многозначности в три раза шире точных и составляют примерно 44 км вдоль линии базы.

Для создания второй шкалы используются частоты 10,2 и 11 1/3 кГц. Вторая разностная частота $f_{r2}=1133$ 1/3 Гц. Коэффициент сопряжения $i_2=f_T/f_{r2}=10,2/1133$ 1/3=9. Дорожки второй шкалы устранения многозначности в девять раз шире точных и составляют 132 км вдоль линии базы.

В зоне однозначного определения, превышающей 100 км, можно удовлетворительно решать задачи общей навигации. Однако для решения некоторых специальных задач, например, для создания глобальной системы поиска и спасения, зона однозначного определения должна быть расширена. С этой целью проводятся исследовательские работы в двух направлениях: введение в состав сигнала ФРНС «Омега» дополнительного сигнала, когерентного трем другим, излучаемым наземными станциями (п. 1.4.5) [48,

173]; использование избыточных навигационных данных (п. 1.4.4) [52].

2.3.3. Передающие станции. Для наземных ФРНС, работающих в СДВ диапазоне, наиболее важными и специфическими являются вопросы размещения станций, излучаемая мощность, размеры и конструкция антенны, контроль за излучаемыми сигналами и их синхронизация.

Вопросы размещения наземных станций были рассмотрены в п. 2.3.2. Передающие станции системы спроектированы в расчете на излучаемую мощность 10 кВт [47]. Эта величина выбрана для обеспечения надежной работы станций на расстояниях порядка 10 000 км. Напряженность поля сигнала СДВ зависит от направления распространения. Напряженность поля сигнала при распространении в восточном направлении значительно больше, чем при распространении сигнала в северном, южном и особенно западном направлениях. Кроме того, затухание сигнала в дневное время сильнее, чем в ночное.

Исходя из размещения наземных станций (рис. 2.3.1), следует выбирать для работы такие станции, для которых направление распространения сигнала и дальности были благоприятными. В современных приемоиндикаторах выбор станций производится автоматически.

Антенные устройства передающих станций фазовой РНС «Омега» представляют собой громоздкие и сложные устройства, в значительной степени определяющие стоимость станции. В качестве примера можно привести данные антенны зонтичного типа наземной станции, установленной в Северной Дакоте [51]. Высота центральной мачты 365 м. Емкостная нагрузка обеспечивается за счет наклонных радиальных проводов, которые крепятся на расстоянии 750 м от основания мачты. Система заземления состоит из сетки радиально расположенных под землей медных проводов. Диаметр заземляющей сетки около 1000 м.

Для создания стабильной сетки линий положения сигналы наземных станций должны быть синхронизированы по фазе. Как указано выше, в системе «Омега» нет разделения станций на ведущие и ведомые. Все станции работают независимо; каждая имеет свой стандарт частоты, синхронизированный по фазе с сигналами точного времени UT-1. Применение цезиевых стандартов частоты позволяет получить относительную длительную нестабильность частоты $\Delta f/f$ порядка 10^{-12} . Синхронизация по фазе сигналов наземных станций обеспечивается также за счет применения на станциях измерительных пунктов, которые определяют разность фаз колебаний между «своим» сигналом и сигналами, принятыми от других станций. Результаты измерений передаются на управляющий вычислительный центр, расположенный на одной из станций системы, который определяет фазовую ошибку синхронизации каждой станции. Контрольный пункт располагают непосредственно на каждой станции, чтобы задержка собственного сигнала была постоянной и не зависела от состояния иносферы. Сложность его

работы заключается в том, что приемное устройство контрольного пункта должно обеспечить прием сигналов наземных станций во время излучения собственных очень сильных сигналов без фазовых искажений; при этом прием и передача сигналов осуществляются на одну антенну.

2.3.4. Приемникиндикаторы. Современный автоматический приемоиндикатор, полностью использующий потенциальные возможности ФРНС «Омега», может быть построен только на базе цифровых методов обработки информации. В связи с этим такие приемоиндикаторы в сущности состоят из двух частей: аналоговой и цифрового вычислителя (ЭВМ) (рис. 2.3.3).

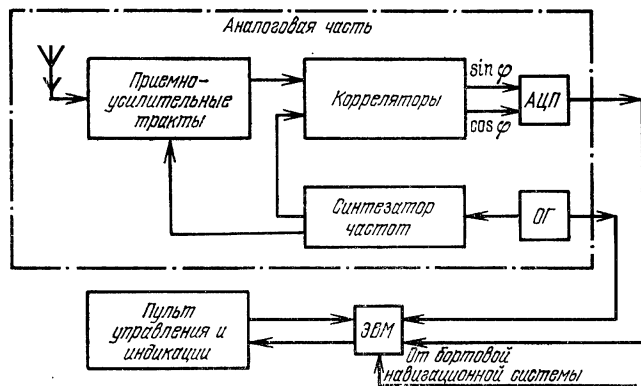


Рис. 2.3.3. Структурная схема современного автоматического приемоиндикатора ФРНС «Омега».

Аналоговая часть приемоиндикатора содержит антенну, антенный усилитель, приемоусилительные тракты. В ее состав также входит высокостабильный опорный генератор, синтезатор частоты гетеродинных и опорных сигналов, корреляторы и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Очевидно, что современный приемоиндикатор полностью характеризуется назначением и видом устройств, входящих в аналоговую часть, принципом обработки информации, осуществляемым вычислителем, и требованиями, предъявляемыми к нему.

Принципы обработки информации в приемоиндикаторах ФРНС «Омега». В приемоиндикаторах «Омега» осуществляется всесторонняя обработка навигационной информации. При этом функции первичной обработки, сводящиеся к радиотехническим измерениям и фильтрации, сложнейшим образом совмещаются с выполнением «общенавигационных» функций. Ниже приводится неполный перечень задач, выполняемых авиационными приемоиндикаторами:

- синхронизация внутренней временной диаграммы работы;
- электрическое вращение диаграмм направленности рамочных антенн;

- измерение фазы принимаемых сигналов наземных станций;
- фильтрация измеряемых разностей фаз;
- оценка отношения сигнал/шум и оптимизация режима фильтрации:
- вычисление поправок на суточные и сезонные изменения скорости распространения;
- устранение многозначности;
- вычисление географических координат объекта с учетом избыточности радионавигационной информации, получаемой от восьми передающих станций;

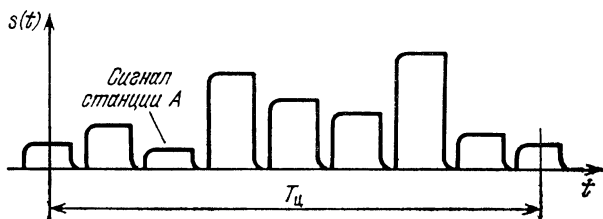


Рис. 2.3.4. Временная диаграмма принимаемых сигналов.

— коррекция ухода фазы опорного генератора на основе избыточности радионавигационной информации.

Для решения указанных задач в вычислитель приемоиндикатора автоматически вводятся данные о магнитном курсе, воздушной скорости, времени по Гринвичу, а также необходимая информация о желательной трассе полета.

Здесь более подробно остановимся на функциях измерения фазы и синхронизации внутренней временной диаграммы.

В современных приемоиндикаторах наряду с ручными используются автоматические способы синхронизации. С этой целью в ЭВМ вычисляют взаимокорреляционную функцию принимаемого и опорного сигналов (рис. 2.3.4). Допустим, что выходной сигнал приемника равен $s(t)$. Этот сигнал $s(t)$, очевидно, является периодической функцией с периодом $T_{ц}$. При этом начало периода внутренней временной диаграммы после включения приемоиндикатора занимает произвольное положение относительно внешней временной диаграммы.

Внутренняя временная диаграмма может быть определена функцией $h(t)$ с периодом $T_{ц}$, принимающей значения, равные нулю в паузах между излучениями передающих станций и единице — в интервалы времени, соответствующие излучению (рис. 2.3.2):

$$h(t + \tau) = \begin{cases} 0 & \text{в паузах,} \\ 1 & \text{в остальное время,} \end{cases}$$

τ — случайный взаимный сдвиг временных диаграмм, подлежащий определению. Взаимокорреляционная функция принимаемого сигнала $s(t)$ и опорного сигнала

$$\psi(\tau) = \int_0^{\tau_{\text{н}}} s(t) h(t + \tau) dt.$$

При определенном значении τ_0 будет иметь место максимум-максимум $\psi(\tau)$. Для различных частей земного шара заранее можно вычислить, какому истинному положению $\tau_{\text{ист}}$ относительно начала внешней временной диаграммы должен он соответствовать. Необходимые табличные данные вводятся в долговременную память бортовой ЭВМ. Определяя $\tau - \tau_{\text{ист}}$, находим, насколько надо сместить внутреннюю временную диаграмму, чтобы обеспечить ее синхронизацию с внешней. Очевидно, что эта операция легко может быть выполнена автоматически.

Выше уже отмечалось, что в приемоиндикаторах ФРНС «Омега» осуществляется дискретная обработка непрерывных сигналов. С этой целью осуществляется квантование выходного сигнала $s(t)$ по амплитуде и времени. Каждое значение сигнала, вводимое в ЭВМ, называют *выборкой*. Выборка может быть охарактеризована моментом ее снятия: $t = T_{\text{д}}m + T_{\text{д}}\nu$. Здесь m — номер цикла излучения в системе «Омега»; ν — номер выборки внутри данного цикла; $T_{\text{д}}$ — период дискретизации. Тогда *выборку* можно записать в виде $s(m, \nu)$ и соответственно взаимокорреляционная функция, полученная для m -го цикла, будет иметь вид

$$\psi(m, \nu_0) = \sum_{\nu} s(m, \nu) h(\nu + \nu_0),$$

где ν_0 — цифровой эквивалент начального временного сдвига τ_0 , подлежащего определению.

Суммирование производится по ν в пределах m -го цикла. Естественно, что при слабых сигналах функция $\psi(m, \nu_0)$ должна быть определена по нескольким циклам излучения.

Квадратурные выходы приемных каналов, обычно используемые в приемоиндикаторах «Омега», позволяют применить наиболее совершенные алгоритмы измерения фазы (п. 1.5.3). В частности, фаза может быть вычислена как арктангенс отношения выходных сигналов или с помощью моделирования на ЭВМ процесса измерения фазоизмерительной следящей системой (см. § 4.3). В качестве дискриминатора, вырабатывающего сигнал ошибки, в этом случае может быть использован один из корреляторов. ЭВМ при этом с помощью специального управляющего кода должна регулировать определенным образом фазу опорного напряжения. Процесс слежения может также моделироваться на ЭВМ и без управления фазой опорного напряжения. Теория работы таких измерителей излагается в гл. 4.

Преимущество алгоритмов, моделирующих работу следящих измерителей разностей фаз, заключается в совмещении процесса

измерения и фильтрации. Преимущество определения разности фаз вычислением арктангенса заключается в малом времени получения первого отсчета и устранения процесса вхождения в режим слежения. В приемоиндикаторах «Омега» применяется метод, объединяющий преимущества обоих алгоритмов [54], который будем именовать *комбинированным*.

Процесс слежения в этом случае осуществляется по алгоритму

$$\widehat{\varphi}(n+1) = \widehat{\varphi}(n) + \widehat{f}(n) + k_1 \psi(n), \quad (2.3.1)$$

$$\widehat{f}(n+1) = \widehat{f}(n) + k_2 \psi(n). \quad (2.3.2)$$

Здесь $\widehat{\varphi}(n)$ и $\widehat{f}(n)$ — соответственно оценки разности фаз и разности частот принятого сигнала и сигнала опорного генератора; $\psi(n)$ — сигнал ошибки (выходной сигнал дискриминатора); k_1 и k_2 — некоторые постоянные, определяющие эффективность фильтрации и длительность переходного процесса.

Сигнал ошибки $\psi(n)$ вводится в ЭВМ с частотой $1/T_{\text{ц}}$. В § 4.3 будет показано, что алгоритм (2.3.1), (2.3.2) эквивалентен следящему измерителю фазы с астатизмом второго порядка. При этом в качестве начальных значений для уменьшения длительности переходного процесса и устранения процесса захвата в алгоритм (2.3.1), (2.3.2) вводятся следующие начальные значения:

$$\varphi(0) = \text{arctg}[u_s(0)/u_c(0)],$$

$$\varphi(1) = \text{arctg}[u_s(1)/u_c(1)],$$

где $u_s(0)$, $u_s(1)$ и $u_c(0)$, $u_c(1)$ — значения выходных сигналов синусных и косинусных каналов, соответствующих выборкам с порядковыми номерами 0 и 1.

В процессе работы оценивается отношение сигнал/шум и скорость изменения РНП. В результате по определенному алгоритму могут изменяться константы k_1 и k_2 с тем, чтобы результирующая погрешность была минимальной. Тем самым обеспечивается адаптация следящих измерителей к изменяющимся внешним условиям. После того как осуществлено оптимальное измерение разности фаз всех принимаемых сигналов и сигнала опорного генератора, может быть вычислена разность фаз принимаемых сигналов для любой пары станций. Затем должны быть учтены поправки на распространение. После этого становится возможным устранение многозначности по алгоритмам, изложенным в § 1.4. По однозначно определенным скорректированным разностям фаз могут быть вычислены географические координаты объекта.

Основные характеристики ЭВМ, входящей в состав приемоиндикатора. Анализ литературных источников свидетельствует, что в основном в приемоиндикаторах используются универсальные ЭВМ с постоянным ЗУ [53, 54]. В последнее время (1974—1975 гг.) новые приемоиндикаторы стали разрабатываться с использова-

нием специализированных ЭВМ, построенных с применением микропроцессоров [55, 56, 171—173]. Основные характеристики этих ЭВМ следующие:

Тактовая частота, МГц	1—4
Длина слова, бит	16—32
Время сложения, мкс	2—4
Время умножения, мкс	20—100
Емкость памяти, бит	10^5

Аналоговая часть приемоиндикаторов. Приемоиндикаторы должны быть рассчитаны на работу при напряженностях поля 5—10 мкВ/м.

Прием сигналов корабельными приемоиндикаторами осуществляется на штыревую антенну. Высота ее 3—6 м. Поэтому чувствительность приемника должна быть порядка 5 мкВ. Действующая высота ненаправленных антенн современных самолетов 0,1—0,2 м. В связи с этим чувствительность авиационных приемников должна быть не ниже 0,5 мкВ.

Самолетные приемоиндикаторы работают в значительно более тяжелых условиях, чем корабельные, так как к атмосферным помехам при скоростном полете добавляются значительные помехи, обусловленные электризацией корпуса самолета. Степень электризации в значительной мере зависит от погодных условий: уровня атмосферного электричества, наличия взвешенных частиц, снежных облаков, явлений, возникающих в тропической атмосфере и т. п. Рамочные антенны слабее реагируют на электрические квазистационарные поля, возникающие при коронном разряде. Исследования влияния погоды на работу авиационных приемоиндикаторов ФРНС «Омега» убедительно показали, что только в случае применения рамочных антенн может быть достигнута требуемая точность определения местоположения объекта [57].

Применение рамочных антенн на самолете существенно усложняет функции приемоиндикатора. Обычно рамки устанавливаются так, чтобы максимум диаграммы направленности одной рамки совпадал с продольной осью самолета, а максимум другой — с поперечной. Тогда в зависимости от направления полета самолета может изменяться не только уровень принимаемого сигнала, но и фаза (на 180°). Во избежание этого автоматически должны переключаться рамочные антенны или изменяться полярность их подключения. Поэтому в приемоиндикаторах по известным координатам наземных станций, координатам самолета и данным бортового компаса с помощью вычислителя определяют, какой рамкой должен производиться прием, и устанавливают полярность ее подключения. Соответствующий алгоритм прост и не нуждается в специальных комментариях. Коммутация антенн осуществляется специальными переключающими матрицами по командам, выдаваемым вычислителем.

Приемные устройства обычно выполняются по супергетеродинной схеме с одним или более преобразованием частоты. Гетеро-

динное напряжение формируется синтезатором частоты. Все гетеродинные сигналы образуются из сигнала опорного генератора. Входные цепи обычно выполняют широкополосными. Они обеспечивают пропускание всего спектра рабочих частот (10,2—13,6 кГц).

Широкая полоса входных цепей и первых каскадов усиления промежуточной частоты также является мерой, способствующей ослаблению действия коронного разряда. Коронный разряд проявляется в возникновении импульсов длительностью в несколько миллисекунд. Если полоса входных цепей будет узкой, то импульсы помех будут «растягиваться» (контура «звенят») и после усиления полностью «подавят» сигнал. Поэтому смесь сигнала и помехи предварительно усиливается во входной цепи, причем мощные импульсы, которые еще не «растянулись», ограничиваются сверху и при дальнейшем узкополосном усилении уже не представляют столь большой опасности. По этой же причине приемные устройства делают с постепенно сужающейся полосой пропускания. При этом в тракте может быть установлено несколько ограничителей с порогами, все более понижающимися по отношению к уровню сигнала. Обычная результирующая полоса приемного устройства 20—50 Гц.

Иногда с целью удешевления и упрощения аппаратуры приемоусилительные тракты выполняются по схеме прямого усиления [58] с полосой порядка 200 Гц. Приемоусилительные тракты делают как с линейной обработкой сигналов, так и с жестким ограничением. В СДВ диапазоне амплитуды сигналов не претерпевают быстрых изменений. Это позволяет при линейной обработке сигналов для обеспечения высокой помехозащищенности выбирать постоянную времени АРУ достаточно большой. Для АРУ выходной сигнал корреляторов, несущий информацию об огибающей, преобразуется в цифровую форму и поступает в бортовую ЭВМ, которая осуществляет усреднение амплитуды сигнала и вырабатывает в цифровой форме сигнал, который после преобразования в аналоговую форму подается на регулируемые приемоусилительные каскады.

Требования к фазовой стабильности приемоусилительных трактов не такие жесткие, как в системах с частотной селекцией сигналов. Это объясняется тем, что сигналы, принятые от разных станций, проходят по общему тракту и при измерении разности фаз между ними фазовые ошибки тракта исключаются. Погрешности измерения фазы в системах с временной селекцией образуются из-за возникновения дополнительных фазовых сдвигов при регулировании усиления. В приемниках «Омега» удалось достигнуть точности в определении фазы 0,5 с. ц. при изменении уровня сигнала в 60 дБ.

В приемоиндикаторах ФРНС «Омега» обычно используются неподстраиваемые кварцевые опорные генераторы. Требования к долговременной стабильности частоты вытекают из условий работы ОГ в качестве устройства запоминания фазы принимаемых сигналов. Запоминание фазы должно быть на время цикла $T_{ц} =$

≈ 10 с. Оценим требуемую относительную нестабильность частоты опорного генератора $\Delta f/f$ при условии, чтобы ошибка по фазе $\Delta\varphi$ не превышала 0,5 с.д. на частоте 10,2 кГц ($\Delta\varphi = \Delta f T = (\Delta f/f) f T$), откуда относительная нестабильность частоты опорного генератора $\Delta f/f = \Delta\varphi / f T = 0,5 \cdot 10^{-2} / 10,2 \cdot 10^3 \cdot 10 \approx 5 \cdot 10^{-8}$.

Длительная стабильность частоты опорных генераторов приемоиндикаторов обычно составляет $(0,5-1) \cdot 10^{-7}$, недельная 10^{-8} .

Выше уже было упомянуто, что на выходе приемных каналов устанавливаются корреляторы. Для немодулированных колебаний корреляторами являются фазовые дискриминаторы. В качестве опорных сигналов на них поступают сигналы, совпадающие по частоте с частотами принимаемых сигналов с точностью до доплеровского смещения и расстройки опорного генератора. На выходе каждого из приемных каналов устанавливаются по два коррелятора, причем фазы опорных сигналов, поступающих на них, сдвинуты на $\pi/2$. Поэтому на выходе корреляторов возникают сигналы постоянного тока, пропорциональные косинусам и синусам разностей фаз между принимаемыми и опорными сигналами. Сигналы с выхода всех шести дискриминаторов преобразуются с помощью аналого-цифровых преобразователей в цифровую форму. Полученные сигналы вводятся в ЭВМ (см. рис. 2.3.3).

В настоящее время разработано и выпускается большое число различных типов приемоиндикаторов. Штурман на корабле имеет значительное время для определения места с помощью карт и таблиц. Поэтому корабельные приемоиндикаторы, как правило, предназначены для определения РНП. Штурман по определенным РНП с помощью специальных таблиц и карт определяет географические координаты [58, 59].

Для РНС «Омега» выпускаются географические карты с нанесенными на них сетками линий положения. Имея эти географические карты, штурман может по фазовым отсчетам с учетом таблиц поправок на условия распространения радиоволн определить местоположение объекта.

В тех случаях, когда имеются обычные географические карты (без сеток линий положения), необходимо использовать таблицы преобразования гиперболических координат в географические и таблицы поправок.

Сетки линий положения рассчитываются для частоты 10,2 кГц и фазовой скорости распространения $v = 1,0026$ с. Они наносятся на карту разными цветами для каждой пары станций. Оцифровка линий положения производится ее порядковым номером и буквами соответствующей пары станций.

Таблицы поправок, известные как PPC Tables (Omega Predicted Propagation Tables) [49], учитывают изменчивость условий распространения.

В авиационных приемоиндикаторах географические координаты определяются автоматически (без карт и таблиц). Поэтому авиационные приемоиндикаторы обычно значительно сложнее корабельных.

Ниже даны усредненные основные характеристики авиационных приемоиндикаторов, полученные в результате обобщения периодической литературы [53—56, 59]. Точность определения места 2—3,5 км днем, 3,5—7 км ночью. Инструментальная точность измерения разности фаз 0,5 с. ц. Точность синхронизации внутренней временной диаграммы РНС 0,05 с.

Время синхронизации при отношении сигнал/шум $q=2$ в полосе 50 Гц с вероятностью 0,95 не более 20 с.

Время получения первого правильного отсчета при $q=2$ равно 10 с; при $q=1/5$ —5 мин.

Точность слежения за фазой при $q=1/10$ определяется величиной $\sigma_\varphi \leq 1$ с. ц.

Получение высокой точности при значительных динамических воздействиях достигается благодаря использованию данных от автономных бортовых навигационных средств, основанных на принципе счисления пути. Этот вопрос рассмотрен в гл. 4.

2.3.5. Дифференциальная «Омега». Погрешность определения местоположения объекта по сигналам ФРНС «Омега» обуславливается главным образом неточным знанием величин поправок, учитывающих изменение условий распространения, и внезапными ионосферными возмущениями, т. е. непрогнозируемыми изменениями фазы сигнала, возникающими в процессе распространения. Теория распространения радиоволн СДВ диапазона и соответствующие экспериментальные исследования показывают, что непрогнозируемая составляющая фазовых изменений имеет весьма протяженную область высокой корреляции (см. п. 5.7.5). Радиус пространственной корреляции достигает 2600—2800 км. Поэтому дифференциальный метод, изложенный в п. 1.2.6, должен обеспечить увеличение точности определения в окрестностях контрольного пункта.

Возможны два варианта построения дифференциальной «Омеги».

1. Допустим, что в рабочей зоне РНС в точке N установлен контрольный пункт с неподвижным приемоиндикатором (см. рис. 1.2.1,в). Пусть известны показания приемоиндикатора в данный момент времени t , полученные для нескольких пар станций, например ψ_{AB} , ψ_{BD} , ψ_{BC} (станции C , D и др. на рис. 1.2.1,в не показаны).

Допустим, что для точки N вычислены для некоторых средних условий распространения значения разностей фаз $\hat{\psi}_{AB}$, $\hat{\psi}_{BD}$, $\hat{\psi}_{BC}$, ... Тогда разности

$$\Delta\psi_{AB} = \hat{\psi}_{AB} - \psi_{AB}; \quad \Delta\psi_{BD} = \hat{\psi}_{BD} - \psi_{BD}; \quad \Delta\psi_{BC} = \hat{\psi}_{BC} - \psi_{BC}, \dots$$

представляют собой погрешности, вызываемые распространением радиоволн. В соответствии со сказанным эти разности в опреде-

ленной области, в центре которой находится контрольный пункт N , относительно мало зависят от координат точки M . Допустим, что в точке M расположен объект, приемоиндикатор которого показывает ψ'_{AB} ; ψ'_{BD} ; ψ'_{BC} , ... Если измеренные в пункте N значения погрешностей $\Delta\psi_{AB}$, $\Delta\psi_{BD}$, $\Delta\psi_{BC}$ по радиоканалу будут переданы в точку M , то могут быть сформированы отсчеты

$$\hat{\psi}'_{AB} = \psi'_{AB} + \Delta\psi_{AB}; \quad \hat{\psi}'_{BD} = \psi'_{BD} + \Delta\psi_{BD}; \quad \hat{\psi}'_{BC} = \psi'_{BC} + \Delta\psi_{BC}.$$

Очевидно, что если бы отклонения фаз принимаемых сигналов от расчетных значений, вызываемые изменением условий распространения, были бы в точках M и N одинаковыми, то штурман знал бы свое местоположение с точностью, определяемой лишь инструментальными погрешностями. Так как пространственная корреляция погрешностей уменьшается с увеличением расстояния до контрольного пункта, точность дифференциальной «Омеги» будет понижаться с удалением от точки N . Этот вариант дифференциальной «Омеги» получил название *некорректированная дифференциальная «Омега»*.

2. Второй вариант, известный под названием *корректированная дифференциальная «Омега»* [60], отличается тем, что учитываются поправки на распространение. В этом случае в точке N располагается приемоиндикатор, который измеряет дальности до передающих станций. Дрейф частоты и фазы опорного генератора исключается с помощью избыточности радионавигационной информации, как это уже указывалось ранее. Поправки на распространение радиоволн как на контрольном пункте, так и в приемоиндикаторе в точке M вычисляются по одному и тому же алгоритму или по одним и тем же таблицам. По радиоканалу в этом случае передают значения погрешностей измерения дальностей, исправленных на основании некоторой предполагаемой модели распространения. Следовательно, эти остаточные погрешности как бы учитывают отклонение реальной модели от расчетной и поэтому меньше зависят от геометрии системы, чем в первом варианте.

Для вычисления погрешности определения места в точке M (на объекте) и в точке N (на контрольном пункте) введем следующие обозначения: Δ_M и Δ_N — суммарные погрешности; $\Delta\psi_{M\Pi}$ и $\Delta\psi_{N\Pi}$ — их составляющие, вызванные воздействием помех; $\Delta\psi_M$ и $\Delta\psi_N$ — некомпенсируемые (остаточные) составляющие изменения фазы (после ввода поправок);

$$\overline{\Delta\psi_{M\Pi}^2} = \sigma_{\varphi M}^2, \quad \overline{\Delta\psi_{N\Pi}^2} = \sigma_{\varphi N}^2, \quad \sigma_M^2 = \overline{\Delta\psi_M^2}, \quad \sigma_N^2 = \overline{\Delta\psi_N^2},$$

при этом равные значения σ_M^2 и σ_N^2 обозначим σ_{ψ}^2 . Остаточные погрешности $\Delta\psi_N$ и $\Delta\psi_M$ — коррелированные случайные величины, причем их коэффициент корреляции $r(d)$ является функцией расстояния d от объекта до контрольного пункта, поэтому

$$\overline{\Delta\psi_N \Delta\psi_M} = \sigma_{\psi}^2 r(d).$$

Все остальные составляющие погрешностей — статически независимые случайные величины:

$$\overline{\Delta\psi_{Mn}\Delta\psi_{Nn}} = \overline{\Delta\psi_{Mn}\Delta\psi_M} = \overline{\Delta\psi_{Nn}\Delta\psi_N} = \overline{\Delta\psi_{Mn}\Delta\psi_N} = \overline{\Delta\psi_{Nn}\Delta\psi_M} = 0.$$

Погрешность определения РНП в скорректированном варианте $\Delta_{кор} = \Delta_M - \Delta_N$, а ее дисперсию можно определить по формуле

$$\sigma_{кор}^2 = (\Delta_M - \Delta_N)^2 = \sigma_{\psi}^2 [1 - r(d)] + \sigma_{\varphi}^2,$$

где $\sigma_{\psi}^2 = \sigma_{\psi_M}^2 + \sigma_{\psi_N}^2$ [с. ц.].

Для некорректированного варианта добавляется составляющая погрешности, вызванная отклонением фазовой скорости распространения $\Delta v/c$ от среднего значения. Дисперсия σ_r^2 этой составляющей, выведенная с усреднением для различных углов между геодезическими линиями, соединяющими объект с контрольным пунктом и передающей станцией, равна $\sigma_r^2 = 100[\Delta v d / (c\lambda)]^2$. Дисперсия погрешности определения РНП некорректированного варианта $\sigma_{некор}^2 = \sigma_{кор}^2 + \sigma_r^2$.

Из п. 2.3.1 следует, что погрешности определения РНП величиной 1 мкс или 1 с. ц. соответствует погрешность определения места 245 м. Результаты вычисления среднеквадратической ошибки определения места σ_r в зависимости от расстояния d приведены на рис. 2.3.5.

При этом вычисления выполнены для ночных и дневных условий, в предположении, что в первом случае $\sigma_{\psi} = 11$ с. ц., $\Delta v/c = 3 \cdot 10^{-3}$, а во втором $\sigma_{\psi} = 8$ с. ц., $\Delta v/c = 0$, $\sigma_{\varphi} = 1$ с. ц. Коэффициент корреляции $r(d)$ вычислялся по формуле [63]

$$r(d) = (1 + d/1300) \exp(-d/1300),$$

где d выражено в км.

Таким образом, дифференциальная «Омега» обеспечивает определение местоположения объекта со среднеквадратической ошибкой 600—1000 м на расстояниях от контрольного пункта до 400—500 км. При этом точность скорректированного и некорректированного вариантов оказывается приблизительно одинаковой. И в этом, по-видимому, и заключается основное достоинство дифференциального варианта системы: на расстояниях от контрольного

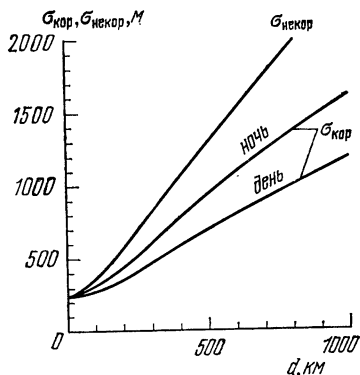


Рис. 2.3.5. Зависимость погрешностей дифференциального режима РНС «Омега» от расстояния от контрольного пункта до объекта.

ного пункта до 1000 км без ввода поправок можно определять местоположение объекта с точностью, большей, чем при вводе поправок по самому совершенному методу (см. п. 5.7.6). При этом оказывается возможным получить высокую точность определения местоположения с помощью упрощенной дешевой и надежной бортовой аппаратуры [61], что открывает для ФРНС «Омега» новые области применения, в том числе применение в авиации на местных воздушных линиях и при управлении воздушным движением [62, 63].

2.3.6. ФРНС «Хай-фикс» (Hi-fix). Широкое распространение в Западной Европе и Канаде получила ФРНС «Хай-фикс», предназначенная для выполнения гидрографических, геологоразведочных работ, для прокладки подводных кабелей

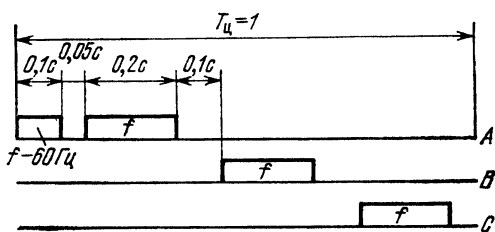


Рис. 2.3.6. Временная диаграмма ФРНС «Хай-фикс А».

и трубопроводов. РНС «Хай-фикс» используется также для лоцманской проводки судов и обеспечения других работ, требующих точного знания местоположения на море. ФРНС «Хай-фикс» основана на принципе временной селекции. Известно несколько модификаций ФРНС «Хай-фикс». «Хай-фикс А» — без устранения многозначности, «Хай-фикс Б» — с частичным устранением многозначности [27].

Диапазон рабочих частот варианта А 1700—2000 кГц. На рис. 2.3.6 изображена его временная диаграмма. В начале цикла длительностью 1 с ведущая станция А излучает высокочастотный импульс длительностью 0,1 с с частотой на 60 Гц ниже рабочей частоты ФРНС. Затем через 0,05 с ведущая станция излучает сигнал, длительностью 0,2 с. После окончания рабочей посылки ведущей станции и паузы длительностью в 0,1 с ведомая станция В излучает такую же посылку, что и ведущая станция, а затем после паузы 0,1 с происходит излучение второй ведомой С. Затем цикл излучения повторяется снова.

Сигналы синхронизации, излучаемые ведущей станцией, запускают коммутирующие устройства на ведомых станциях и в бортовом приемоиндикаторе. Тем самым осуществляется синхронизация временных диаграмм.

Вариант «Хай-фикс Б» отличается от «Хай-фикс А» излучением дополнительных сигналов для устранения многозначности аналогично тому, как это делается в ФРНС «Омега». При этом объем оборудования, за исключением передатчика, удваивается.

Ниже приведены краткие сведения, характеризующие эксплуатационные характеристики ФРНС «Хай-фикс» и ее модификаций «Си-фикс» (Sea-fix), «Мини-фикс» (Mini-fix), «Хай-фикс/6» (Hi-fix/6) и «Эгри-фикс» (Agri-fix).

1. «Хай-фикс А» и «Хай-фикс Б».

Способ определения РНП — разностно-дальномерный или дальномерный.

Зона однозначного определения РНП для «Хай-фикс А» 75—88 м, для «Хай-фикс Б» в 10—40 раз шире;

Диапазон рабочих частот 1,7—2 МГц.
Полоса пропускания приемника 100 Гц.
Мощность излучения 10 Вт.
Дальность действия над морем 180 км.
Длины баз 10—60 км.

Точность определения места $\sigma_r = 1—5$ м.
Инструментальная погрешность $\sigma_\varphi \sim 0,01$ с. ц.

Передающая антенна: мачта высотой 9—10 м и простой противовес, состоящий из нескольких горизонтальных лучей.

Питание от источника ± 24 В, 7,5 А.

Требования к обслуживающему персоналу: один квалифицированный техник на систему. Ведущая станция необслуживаемая.

2. «Мини-фикс». Характеристики в основном идентичны «Хай-фикс». Имеет необслуживаемые передающие станции. Дальность действия над морем порядка 110 км, над сушей — вдвое меньше. Зона однозначного определения 750—1500 м.

3. «Си-фикс». Характеристики аналогичны «Мини-фикс». Передающие станции можно устанавливать на бухах.

4. «Хай-фикс/6». Отличия этой новейшей системы от РНС «Хай-фикс А» и «Б» состоят в следующем [168]:

— широкий рабочий диапазон: 1,6 МГц—5 МГц. Имеется синтезатор частот с шагом 100 Гц;

— временная диаграмма системы позволяет работать в цепи, состоящей из шести, четырех и двух станций;

— время излучения каждой станции сокращено до 40 мс, в течение которых в равные интервалы излучаются две частоты: f_1 и f_2 . Частота f_2 служит для устранения многозначности; коэффициент сопряжения $i = f_1 / (f_1 - f_2) \approx 10—15$ (i — необязательно целое число);

— сигнал синхронизации представляет собой посылку длительностью 20 мс, фаза которой дважды на время 5 мс скачком изменяется на 72° . Для повышения помехоустойчивости вместо старт-стопной синхронизации сигналом синхронизации осуществляется подстройка фазы опорной последовательности, полученной делением частоты сигнала опорного генератора;

— длительность цикла при работе с шестью станциями $20 + 40 \cdot 6 = 260$ мс, с четырьмя $20 + 40 \cdot 4 = 180$ мс, с двумя $20 + 40 \cdot 2 = 100$ мс;

— вариант с двумя станциями («Эгри-фикс») образует одну систему линий положения и разработан для управления самолетами сельскохозяйственной авиации по нуль-индикатору (изофазометру);

— мощность излучения в зависимости от типа передающей антенны 40 или 70 Вт. Дальность действия над морем 200—300 км, над сушей 35—50 км.

2.4. Импульсно-фазовые РНС

Импульсно-фазовые РНС (ИФРНС) являются наиболее сложным видом радионавигационных систем. Создание ИФРНС связано с решением ряда трудных технических задач. В п. 1.6.2 было показано, что принцип измерения НП определяется главным образом видом сигнальной функции, образованной на выходе коррелятора, и поэтому в значительной степени является общим для

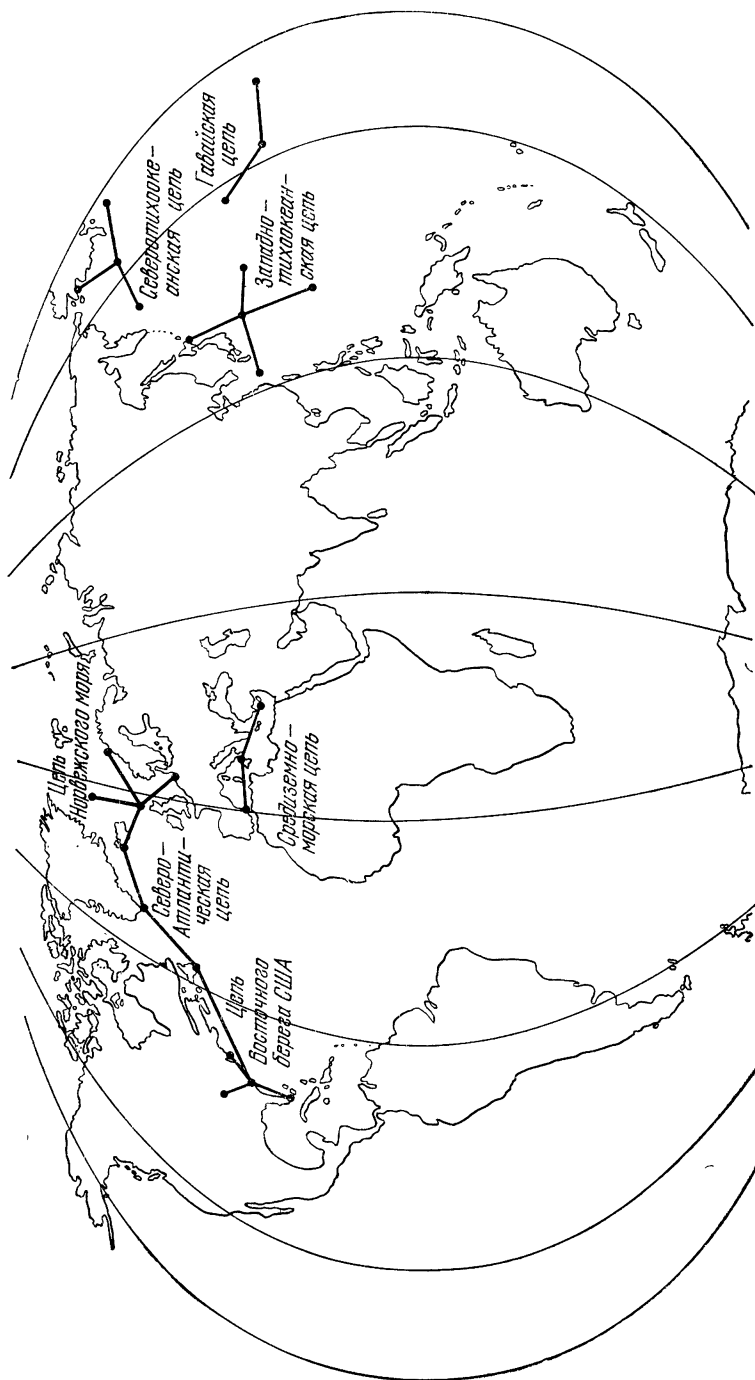


Рис. 2.4.1. Навигационные цели «Лоран-С».

всех видов ИФРНС. По этой причине в настоящем параграфе работа ИФРНС будет рассмотрена на примере наиболее распространенной РНС «Лоран-С» с импульсной амплитудной модуляцией и фазовым кодированием.

2.4.1. Общая характеристика ИФРНС «Лоран-С». К 1976 г. функционировало восемь цепей РНС «Лоран-С», в состав которых входит 31 радиостанция (рис. 2.4.1). Предполагается ввести в строй к 1980 г. еще 14 станций [64, 67]. Можно ожидать также дальнейшего развития системы «Лоран-С» [68]. Соответствующая суммарная площадь рабочих зон РНС «Лоран-С» достигает 55 млн. кв. км. Дальность действия РНС при работе поверхностной волной над морем 1800—2000 км, над сушей — порядка 1500 км.

Точность определения места в «Лоран-С» существенно зависит от условий распространения поверхностных волн (см. гл. 5). При распространении над морем на предельных расстояниях среднеквадратическая ошибка определения места не превышает 300—500 м, над сушей точность понижается. Однако применение дифференциального режима даже для местности со сложным рельефом позволяет обеспечить высокие точности 20—40 м по линии положения [69]. Точность в дифференциальном режиме при благоприятных условиях, как ожидается [70], может быть еще более высокой.

2.4.2. Сигналы, излучаемые передающими радиостанциями РНС «Лоран-С».

РНС «Лоран-С» работает на несущей частоте $f_0=100$ кГц. Каждая цепь системы может содержать от 3 до 5 передающих радиостанций, одна из которых, обычно обозначаемая M , является ведущей. Ведомые станции соответственно обозначаются W , X , Y , Z . Каждая станция цепи излучает пачку, состоящую из 8 импульсов (рис. 2.4.2). Импульсы внутри пачки модулированы в соответствии с определенным бинарным фазовым кодом (см. п. 1.6.2), причем код ведомых станций отличается от кода ведущей станции, что позволяет ее опознавать. Соседние импульсы в пачке взаимно смещены, как показано на рис. 2.4.2, на $T_n=1$ мс. Огибающая их $S_n(t)$ принята такой, что при определенных условиях может быть осуществлена отсечка пространственной волны (см. § 1.6). Ведущая станция излучает также 9-й импульс, отстоящий от последнего импульса в пачке на 2 мс. Этот импульс не используется для целей навигации, с его помощью передается служебная информация (о неисправности станций цепи). Навигационные цепи различаются по длительности периода следования пачек T_M .

Огибающая и ее спектр. В РНС «Лоран-С» разрешение сигналов осуществляется методом «отсечки» пространственной волны (см. п. 1.6.1).

Поэтому огибающая каждого из импульсов, входящих в состав пачки, должна иметь возможно меньшую длительность фронта. В силу ряда обстоятельств для «Лоран-С» была принята форма огибающей одиночного импульса, которая хорошо аппроксими-

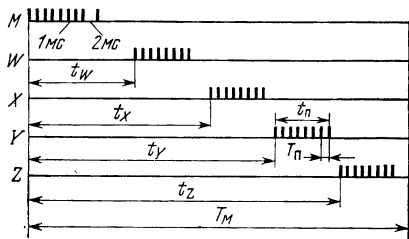


Рис. 2.4.2. Временная диаграмма РНС «Лоран-С».

руется следующим выражением:

$$S_n(t) = (t/\tau_n)^2 \exp(-2t/\tau_n) e^2 \quad (2.4.1)$$

где $\tau_n = 65$ мкс (рис. 2.4.3,а) [64].

Время запаздывания сигнала пространственной волны относительно сигнала поверхностной волны в диапазоне длинных волн ночью не менее 40 мкс, днем обычно более 30 мкс. Поэтому характерную точку огибающей п. 1.5.4 выбирают на фронте спустя 30 мкс от начала импульса. В этой точке $S_n(t) = 0,6$ и принимает максимальное значение, равное единице, при $t = \tau_n$. На рис. 2.4.3,б

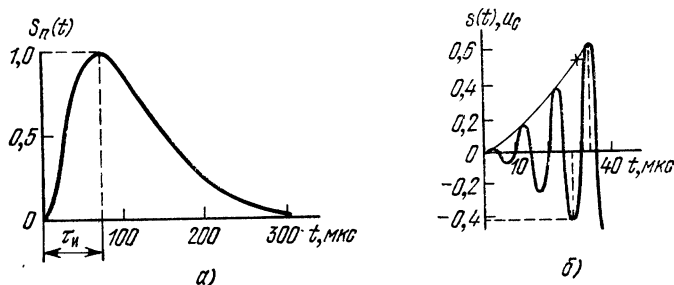


Рис. 2.4.3. Форма огибающей одиночного импульса (а) и его начальная часть (б).

изображена начальная часть импульса с высокочастотным заполнением. Характерная точка огибающей, отмеченная крестиком, при идеальных условиях соответствует моменту пересечения нулевого уровня сигналом в направлении возрастания при переходе от третьего к четвертому периоду высокочастотного заполнения.

Спектр огибающей

$$G(f) = \int_0^{\infty} S_n(t) \exp(-i2\pi ft) dt = \frac{e^2}{4} (i\pi\tau_n f + 1)^{-2} \tau_n. \quad (2.4.2)$$

Международными соглашениями для радионавигации отведен участок диапазона 90—110 кГц. Доля энергии сигнала, излучаемой вне этого участка диапазона, как это легко может быть показано, менее 1%.

Фазовое кодирование. Импульсы в пачке, как уже было упомянуто, манипулируются в соответствии с определенным бинарным фазовым кодом. Манипуляции фазы высокочастотного заполнения в пачке осуществляются в двух последовательных интервалах по разным законам (рис. 2.4.4,а), при этом код ведущей станции отличается от кода ведомых станций. Все ведомые станции модулированы одним и тем же кодом. На рис. 2.4.4,а знаками «+» и «-» показан закон манипуляции фазы высокочастотного заполнения одиночных импульсов [64, 65]: «+» соответствует фазе, которая принимается равной 0, а «-» фазе, равной 180°. Автокорреляци-

онная функция сигнала, модулированного в соответствии с бинарным кодом, вполне характеризуется своими значениями при дискретных значениях временного сдвига τ (см. п. 1.6.2). При этом дискретные значения τ равны длительности кодового элемента; в нашем случае длительность кодового элемента равна периоду повторения импульсов в пачке T_M . Если $r(\tau)$ — автокорреляционная функция сигнала, то решетчатая функция $z(k) = r(kT_M)$ — ее дискретный эквивалент (п. 1.6.2).

Фазовый код, примененный в РНС «Лоран-С» [65], обладает рядом замечательных свойств:

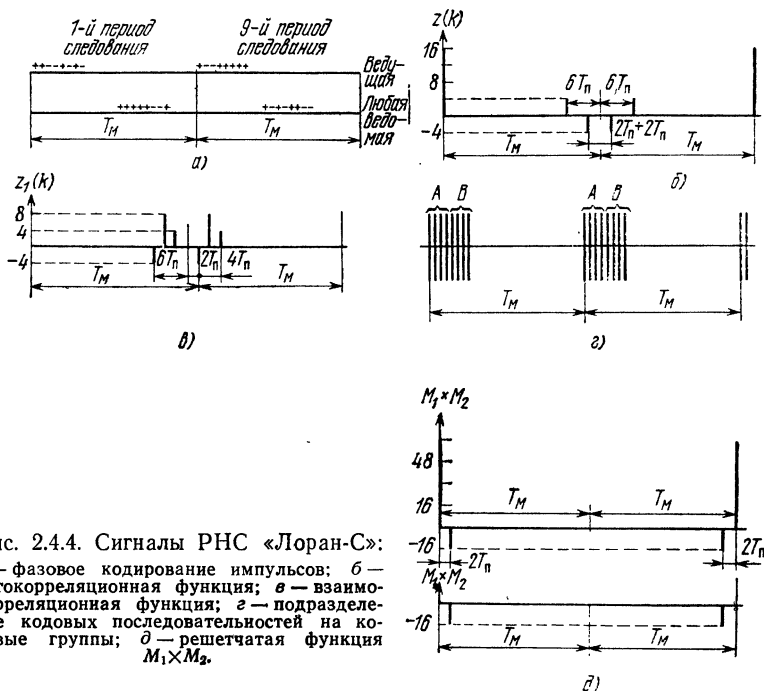


Рис. 2.4.4. Сигналы РНС «Лоран-С»: а — фазовое кодирование импульсов; б — автокорреляционная функция; в — взаимокорреляционная функция; г — подразделение кодовых последовательностей на кодовые группы; δ — решетчатая функция $M_1 \times M_2$.

1. Функция $z(k)$, определенная на временном интервале длительностью $2T_M$, состоящем из двух интервалов T_M , т. е. из двух периодов следования, равна нулю при нечетных k как для кода ведущей, так и для кода ведомых станций.

2. Функция $z(k)$ при значениях k , соответствующих наложению пачек первого периода следования, равна нулю, кроме $k=0$, для которого $z(0) = 16$ (см. рис. 2.4.4, б) и автокорреляционные функции имеют мощный одиночный максимум в начале 1-го периода. Остатки, отличные от нуля, возникают только в окрестности начала 2-го периода.

3. Обозначим через $z_1(k)$ дискретный эквивалент взаимокорреляционной функции сигналов ведущей и ведомой станции (см. рис. 2.4.4, в); $z_1(k) = 0$ для значений k , соответствующих перекрытию кодовых групп одних и тех же периодов. Остатки возникают

только при перекрытии кодовых групп разных интервалов, т. е. при временном смещении кодов примерно на один интервал.

4. Предположим, что импульсы ведущей станции, входящие в состав пачек двух интервалов повторения, подразделены на две кодовые группы A и B так, как показано на рис. 2.4.4,з: кодовая группа A состоит из первых четырех импульсов пачек обоих интервалов, кодовая группа B содержит 5-е—8-е импульсы этих групп. Допустим, что для кодовой группы A определяется решетчатая взаимокорреляционная функция M_1 с кодовыми группами сигналов ведущей или ведомой станций и решетчатая взаимокорреляционная функция M_2 , аналогично определяемая для кодовой группы B . Тогда произведение $M_1 \times M_2$ также будет решетчатой функцией аргумента k . На рис. 2.4.4,д изображены $M_1 \times M_2$, вычисленные для кодов ведущей и кода ведомой станций. В первом случае $M_1 \times M_2$ имеет мощный положительный пик при $k=0$ и меньшие по амплитуде отрицательные пики при $k=\pm 2$. Для кода ведомой станции образуются только отрицательные пики при $k=\pm 2$.

Как было показано, ведомые станции РНС «Лоран-С» по виду излучаемых сигналов ничем не отличаются друг от друга. Поэтому обязательным условием, определяющим возможность опознавания станций по излучаемым сигналам, является сохранение заранее заданного порядка их следования во времени в любой точке рабочей зоны РНС. Для этого необходимо, чтобы момент начала излучения кодовой группы каждой последующей станции был бы задержан относительно момента начала излучения кодовой группы предыдущей станции на время, являющееся суммой следующих величин: времени распространения сигнала между двумя станциями, длительности пачки и кодовой задержки. За время кодовой задержки завершаются все переходные процессы в наземной и бортовой аппаратуре и полностью затухают радиоволны, многократно отраженные от ионосферы. Кодовая задержка обычно принимается равной целому числу миллисекунд. Например, для цепи, обслуживающей Норвежское море, кодовые задержки станций X, W, Y, Z соответственно равны 11, 26, 46, 60 мс [64]. В справочных данных обычно также указываются координаты станций и время распространения сигналов от ведущей станции до ведомой [64].

Требование отсутствия наложения сигналов и тем более изменения порядка их следования определяет величину периодов следования сигналов T_M (см. рис. 2.4.2). Периоды следования сигналов могут принимать любое значение в диапазоне от 40 000 до 99 990 мкс с шагом 10 мкс. Соответствующий период получает обозначение по четверем первым цифрам, определяющим величину T_M в микросекундах. Например, для цепи обслуживающей Норвежское море, $T_M=79\,700$ мкс, и поэтому цепь характеризуется числом 7970.

Ранее был дан спектр огибающей одиночного импульса «Лоран-С» (см. (2.4.2)). Реальный спектр огибающей сигнала «Ло-

ран-С» намного сложнее и спектр огибающей одиночного импульса приближенно описывает огибающую его максимумов. На рис. 2.4.5 [66] изображен экспериментально определенный спектр сигнала станции M радионавигационной сети 7990. В спектрах, излучаемых различными навигационными цепями, будут присутствовать совпадающие по частоте гармонические составляющие. В частности, всегда совпадают «нулевые гармоники». Другие общие гармонические составляющие могут отсутствовать, если числа, на которые делится частота f_0 для получения частот повторения, взаимно простые. Наличие общих гармонических составляющих вызывает взаимное влияние цепей, которым, как показывает анализ, часто можно пренебречь.

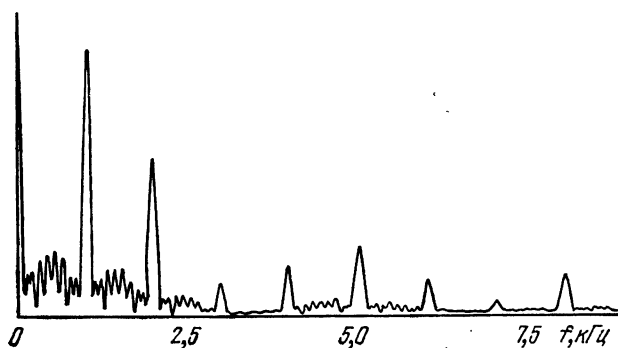


Рис. 2.4.5. Спектр излучаемых сигналов.

В ФРНС «Лоран-С» предусматривается возможность оповещения штурманов о неисправности передающих станций. При появлении неисправности излучение 9-го импульса ведущей станцией периодически прерывается. Закон прерывания излучения 9-го импульса сигнала ведущей станции зависит от того, какие семейств линий положений не пригодны для навигационного определения. При этом соответствующие ведомые станции периодически, каждые 4 с, прекращают излучение первых двух импульсов в группе на время 0,25 с [64].

Закон прерывания излучений 9-го импульса ведущей станцией достаточно сложен. Поэтому в современных приемоиндикаторах РНС «Лоран-С» используется сигнализация на ведомых станциях для выдачи предупредительного сигнала штурману [64]. Излучение 9-го импульса ведущей станции приводит к весьма незначительному изменению автокорреляционных и взаимокорреляционных функций кодов ведущей и ведомых станций и практически не влияет на вид функции $M_1 \times M_2$.

2.4.3. Передающие станции «Лоран-С». Средняя мощность сигнала, как это может быть показано, меньше пиковой мощности $S^2_0/2$ в 100—140 раз. Для обеспечения необходимой величины сигнала по отношению к уровню атмосферных помех на границах ра-

бочей зоны излучаемая в импульсе мощность должна достигать сотен и тысяч киловатт, при этом средняя мощность остается на уровне нескольких киловатт. Труднейшей технической проблемой является излучение в диапазоне длинных волн относительно широкополосного сигнала с малым временем нарастания фронта при одновременном обеспечении высокой эффективности антенной системы. Решение этой задачи достигается построением антенных сооружений, имеющих гигантские размеры. Антенна обычно зонтичная. Центральная башня нередко достигает высоты 400 м. Заземление представляет собой сеть радиально расположенных проводов длиной 300 м [71].

Передатчики состоят из модулей; максимальная мощность модуля в импульсе порядка 200 кВт. Из модулей может быть собран передатчик с мощностью в импульсе до 3200 кВт [72].

В тракт передающих устройств, расположенных в Европе и в Северной части Атлантического океана, вводятся режекторные фильтры, ослабляющие влияние излучения «Лоран-С» на работу ведущей и красной ведомой РНС «Декка». Режекторные фильтры фактически не влияют на форму переднего фронта импульсов, но вызывают длительный осциллирующий «хвост», следующий за спадом.

Ведомая станция состоит из антенно-передающего устройства и устройства формирования излучаемых сигналов.

Все передающие станции оборудованы атомными (цезиевыми) стандартами частоты [64] со стабильностью не хуже $5 \cdot 10^{-13}$. Благодаря этому каждая из станций излучает сигналы независимо от излучения ведущей (аппаратура синхронизации на станциях отсутствует). Разность времен прихода сигналов наблюдается на контрольных пунктах. В состав навигационной цепи обычно входит 1—2 контрольных пункта, на которых установлены приемоиндикаторы повышенной точности. Периодически, один раз в четыре часа или реже, в зависимости от стабильности стандартов частоты проверяется правильность взаимных временных сдвигов излучаемых сигналов. Если временной сдвиг превысит половину поля допуска, равного 100 нс, то с контрольного пункта на соответствующую ведомую станцию поступит команда на изменение временного положения импульсов. Если по каким-либо причинам разность времен прихода сигнала выйдет из поля допуска, то соответствующие станции перейдут в режим излучения предупредительных сигналов.

Работа аппаратуры, формирующей сигналы излучения, в значительной степени автоматизирована. Обеспечивается цифровой анализ формы фронта огибающей с целью практически точного поддержания закона его изменения в соответствии с формулой (2.4.1). Производится также контроль формы спада огибающей, поддержание сдвига фазы на 180° и равенства амплитуды импульсов в пачке при фазовом кодировании [73].

2.4.4. Приемоиндикаторы ФРНС «Лоран-С». Общие принципы измерения НП в приемоиндикаторах ФРНС были рассмотрены

в § 1.5. Приемоиндикаторы «Лоран-С» построены по схеме последовательного соединения временных модуляторов (см. рис. 1.5.3,з). Различные приемоиндикаторы отличаются способом построения временных модуляторов и, главным образом, видом устройств, управляющих временными модуляторами. В п. 1.6.2 в общем виде излагалась последовательность операций, обеспечивающая измерение РНП в приемоиндикаторах ИФРНС. Принятый сигнал усиливается приемником до требуемого уровня. Затем осуществляется поиск ведущей станции M , включающий в себя ее опознавание по

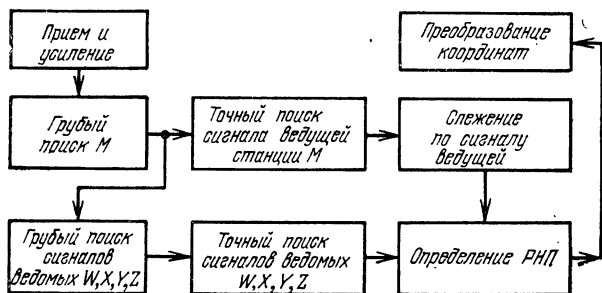


Рис. 2.4.6. Функции, выполняемые приемоиндикаторами.

средством формирования решетчатой функции $M_1 \times M_2$. При этом управление временным модулятором станции M осуществляется дискретно относительно грубыми ступенями, пока решающее устройство, реагирующее на положительный максимум $M_1 \times M_2$ (см. рис. 2.4.4,д), не даст команду об окончании поиска. В результате будет найдено грубо положение пачки импульсов ведущей станции. Грубый поиск ведущей станции относительно продолжителен, так как производится в интервале времени $2T_M$.

Грубый поиск сигналов ведомых станций, осуществляемый после окончания поиска сигналов ведущих (рис. 2.4.6), производится управлением временными модуляторами ведомых станций. Этот вид поиска осуществляется в ограниченном временном интервале, так как положение пачек импульсов ведомой станции относительно ведущей известно с точностью до величины, равной времени распространения сигнала вдоль базовой линии (не превышает 3—5 мс). Эта величина много меньше T_M , поэтому поиск ведомой станции может быть осуществлен по единственному мощному максимуму взаимокорреляционной функции опорного напряжения и сигнала в интервале.

Грубый поиск различных ведомых станций может осуществляться одновременно. После его окончания также одновременно для всех станций РНС осуществляется точный поиск (рис. 2.4.6), заключающийся в выводе стробов опорного сигнала на фронт принимаемых импульсов. В процессе точного поиска управление временными модуляторами производится дискретно, с меньшими сту-

пенями, чем при грубом поиске. После окончания точного поиска осуществляется слежение за фазой по ближайшему к характерной точке переходу сигнала через нулевой уровень. С этой целью управление временными модуляторами производится возможно меньшими ступенями или плавно. В процессе слежения за временным положением сигнала управление временным модулятором осуществляется таким образом, что среднее значение выходного сигнала дискриминатора поддерживается равным нулю. Тем самым реализуется измерение навигационного параметра по характерным точкам (см. п. 1.5.4). Состояния временных модуляторов станций W , X , Y , Z характеризуют измеряемые разности времен распространения, регистрируемые специальными указателями. По их показаниям с помощью карт или таблиц штурман определяет свои координаты. В авиации значения НП вводятся в бортовую ЭВМ, осуществляющую преобразование координат. В некоторых случаях преобразование координат производится в самом приемоиндикаторе (см. рис. 2.4.6).

Ниже будут рассмотрены наиболее важные вопросы, связанные с характеристиками приемных устройств, временных модуляторов, а также некоторые алгоритмы поиска и слежения.

Сигнальная функция приемников «Лоран-С». Огибающая автокорреляционной функции одиночного импульса сигнала «Лоран-С»

$$R(\tau) = \left(1 + 2 \frac{|\tau|}{\tau_n} + 0,75 \frac{\tau^2}{\tau_n^2} \right) \exp \left(\frac{-2|\tau|}{\tau_n} \right).$$

Функции $R(\tau)$ и $S_n(t)$ изображены на рис. 2.4.7, *a*, откуда следует, что длительность фронта $R(\tau)$ существенно превышает длительность фронта функции $S_n(t)$. Поэтому в приемоиндикаторах ФРНС «Лоран-С» согласованная фильтрация, описанная в п. 1.5.3, не используется. Опорный сигнал представляет собой пачки из 8 узких стробов, длительность которых много меньше периода высокой частоты T_0 . Полярность импульсов внутри пачек изменяется в соответствии с фазовым кодом (см. рис. 2.4.4, *a*). Применение стробов позволяет получить на выходе дискриминатора сигнальную функцию, форма огибающей которой $z_b(\tau)$ максимально приближается к форме огибающей принимаемого сигнала $s(t)$.

Имеем

$$z_b(\tau) = \int_0^{\infty} S_n(t) H_1(\tau - t) dt, \quad (2.4.3)$$

где $H_1(t)$ — огибающая импульсной характеристики приемника.

Поэтому опорным сигналом фактически является не строб, а сигнал, огибающая которого совпадает с импульсной характеристикой приемника $H_1(t)$.

Спектр опорного сигнала $K(f)$ равен произведению спектров импульсной последовательности опорного сигнала $H(f)$ (см. (2.4.3)) и передаточной функции приемника, выраженной в зависимости от расстройки частоты f относительно резонансной частоты f_0 приемника, т. е. $k_1(f - f_0)$: $K(f) = k_1(f - f_0) H(f)$.

Дискриминаторы. В соответствии со сказанным выше дискриминатором может быть ключевая схема. Электронный ключ открывается опорным импульсом малой длительности, и его выходной уровень, равный текущему мгновенному значению сигнала на выходе приемника, фиксируется, например, с помощью конденсатора, на некоторое время, в частности до момента появления следующего опорного импульса. Таким образом, сигнал $e(t)$ на выходе ключевого дискриминатора

$$e(t) = x(t_0) \text{ при } t_0 \leq t < t_0 + T_{\Pi}. \quad (2.4.4)$$

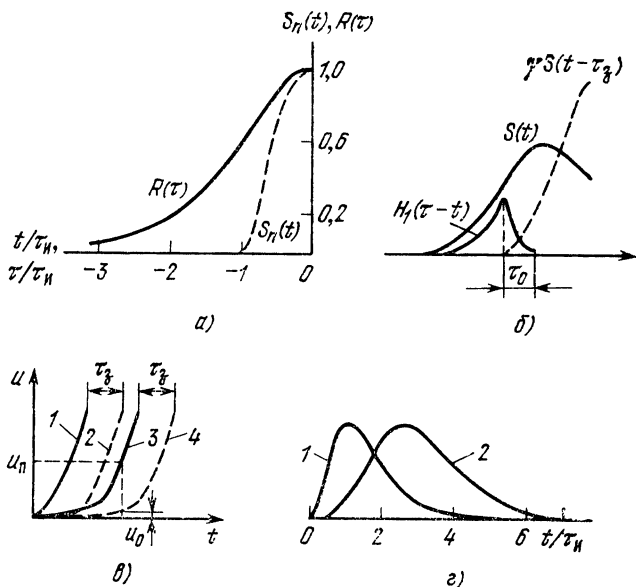


Рис. 2.4.7. Выходные сигналы приемников:

a — огибающая автокорреляционной функции; *б* — влияние импульсной характеристики приемника на качество разрешения сигналов; *в* — к объяснению возникновения наложения сигналов пространственной и поверхностных волн; *г* — сравнение огибающих входного сигнала 1 и выходного сигнала 2 согласованного фильтра.

В цифровых приемниках выходной сигнал дискриминатора с помощью АЦП преобразуется в цифровую форму и вводится в бортовую ЭВМ. Из (2.4.4) следует, что $e(t) = x(t_0) = s(t_0) + n(t_0)$.

Для упрощения алгоритмов фильтрации в качестве дискриминаторов, часто именуемых релейными, иногда применяются логические устройства (компараторы) со следующей характеристикой $\xi(t) = \text{sign } x(t_0)$.

Применение дискриминаторов этого типа приводит к уничтожению информации, заложенной в амплитуде сигнала, и к значительному снижению помехоустойчивости по отношению к узкополос-

ным помехам (см. § 3.2). При этом в связи с необходимостью обеспечения работы с ограничением коэффициент усиления приемника должен быть увеличен в несколько десятков раз по сравнению с вариантом линейной обработки сигналов. Опыт показывает, что в этом случае трудно обеспечить высокую точность измерения РНП при изменении различных эксплуатационных условий. Нелинейная обработка сигнала чаще применяется в дешевых упрощенных приемоиндикаторах (в частности, для малотоннажных рыбооловецких судов) [74].

Приемники. В системе «Лоран-С» усиление сигнала осуществляется приемником прямого усиления во избежание нарушения требуемого соответствия между огибающей и фазой высокочастотного заполнения импульсов, возникающего при преобразовании частоты.

При выборе полосы пропускания приемника руководствуются следующими соображениями. Расширение полосы приводит к уменьшению отношения сигнала к помехе и тем самым к уменьшению дальности действия ФРНС, а сужение полосы — к возрастанию длительности импульсной переходной характеристики приемника $H_1(t)$ и, следовательно, к неполной отсечке пространственной волны.

На рис. 2.4.7,б изображены $S(t)$ и $H_1(\tau-t)$, совместное расположение которых соответствует получению сигнальной функции $z_b(\tau)$ для заданного значения τ_0 . Штриховой линией там же показан отраженный от ионосферы сигнал $\gamma S(t-\tau_0)$ (см. п. 1.6.1), равный в точке $\tau=\tau_0$ нулю.

Однако, как это показано на рис. 2.4.7,б, из-за значительной длительности $H_1(t)$ возникает перекрытие сигналов поверхностной и пространственной волн, вследствие чего сигнальная функция будет зависеть от сигнала отраженной волны (\bar{u}_n — сигнал на выходе, по которому устанавливается характерная точка, u_0 — сигнал, накладывающийся на полезный). Искажение сигнальной функции может быть объяснено также возникновением «предшественника», т. е. сигнала, предшествующего фронту импульса, задержанного на время $t_{гр}$ группового запаздывания в приемнике. На рис. 2.4.7,в кривые 1 и 2 соответствуют фронтам импульсов поверхностной и отраженных волн на входе приемника; кривые 3 и 4 — фронтам тех же импульсов на выходе.

Неполное разделение пространственных и поверхностных волн приводит также к уменьшению дальности. Вычисления показывают, что оптимальное значение полосы пропускания, обеспечивающее максимальную дальность действия, 23—27 кГц. При этом уровень «предшественника» в точке оценки $\tau=\tau_0$ будет составлять 1,5—2,5% от максимального значения сигнала пространственной волны.

Грубый поиск не требует отсечки пространственной волны. По этой причине для грубого поиска сигнал проходит через фильтр с частотной характеристикой $k_T(f)$, согласованной со спектром одиночного импульса $G(f)$ (см. (2.4.2)). Легко показать, что при

соблюдении условия согласования $k_T(f-f_0)=G(f)$ значение огибающей сигнала на выходе будет

$$S_T(\tau) = (\tau/\tau_n)^5 \exp(-2|\tau|/\tau_n).$$

На рис. 2.4.7,з кривая 2 соответствует последнему выражению, а кривая 1 — входному сигналу (см. (2.4.1)). Из этого графика видно, что по уровню 0,4—0,5 ширина импульса примерно равна $3\tau_n$. По этой причине шаг грубого поиска часто принимается равным 200—250 мкс.

Согласованный фильтр, как это следует из (2.4.2), может представлять собой последовательное соединение трех одиночных контуров со слабой связью, причем полоса пропускания каждого Δf

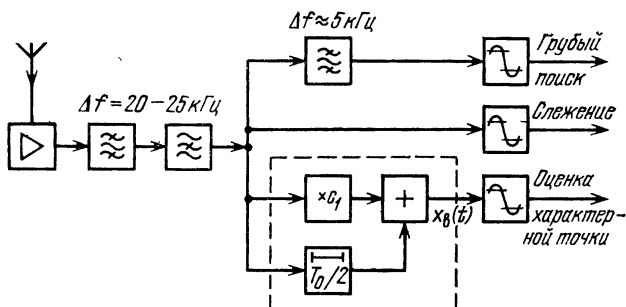


Рис. 2.4.8. Структурная схема приемного устройства.

будет $\Delta f = 2/\pi\tau_n = 9,1$ кГц. Результирующая полоса по уровню ослабления 6 дБ $\Delta f_T = 5,37$ кГц.

По изложенным причинам в приемниках сигналов РНС «Лоран-С» обычно осуществляется переключение фильтров, обеспечивающих работу с полосой пропускания порядка 5 кГц в режиме грубого поиска и с полосой порядка 25 кГц — в остальных режимах.

На рис. 2.4.8 дана структурная схема приемного устройства. Штриховой линией выделена схема образования сигнала для нахождения характерной точки огибающей. Если $x(t)$ — сигнал на входе схемы, то выходной сигнал

$$x_B(t) = c_1 x_1(t) + x(t - T_0/2) = [c_1 S(t) - S(t - T_0/2)] \sin 2\pi f_0 t + [c_1 n(t) + n(t - T_0/2)]. \quad (2.4.5)$$

По существу, излагаемый метод выделения сигнала для оценки времени его прихода по огибающей может рассматриваться как приближенное дифференцирование огибающей. Сигнальная часть выходного эффекта (2.4.5) имеет огибающую, соответствующую в первом приближении получаемой по алгоритму (1.5.45). Этот алгоритм обеспечивает наилучшую оценку времени прихода сиг-

нала по характерной точке при заданном спектре опорного сигнала или по частотной характеристике приемника, если опорный сигнал является узким стробом.

В некоторых приемоиндикаторах устройство образования сигнала для нахождения характерной точки огибающей отсутствует. Определение времени прихода сигнала по характерной точке вычисляется по алгоритму (2.4.5) в ЭВМ, входящей в состав приемоиндикатора.

В случае использования компараторов в качестве дискриминаторов на выходе приемника устанавливаются ограничители. Так как устройства с логическими дискриминаторами сильно подвержены действию помех от станций, излучающих сигналы с узкополосным спектром (см. п. 3.2.5), то в цепь приемника вводится один или несколько режекторных фильтров с автоматической настройкой на помеху.

В ФРНС «Лоран-С» режекторные фильтры вообще играют важную роль в связи с широкой полосой приемного устройства и загруженностью диапазона 90—110 кГц. Предложено и используется большое число активных и пассивных режекторных фильтров. В настоящее время все приемоиндикаторы «Лоран-С» снабжены подобными устройствами. Режекторные фильтры должны обеспечивать ослабление помехи на 40—50 дБ в приемоиндикаторах с ограничителями уровня и на 10—30 дБ — в случае линейной обработки смеси. В приемниках предъявляются жесткие требования к прямоугольности амплитудно-частотной характеристики: при расстройке на ± 50 кГц относительно резонансной частоты должно обеспечиваться ослабление не менее чем на 60 дБ.

Приемоиндикаторы РНС «Лоран-С» предназначены для работы в широком диапазоне изменения напряженности поля сигнала (от 30 мкВ/м до 1 В/м). Они должны обеспечивать высокую точность измерения времени прихода сигналов при соотношениях сигналов от различных станций до 80 дБ.

Временные модуляторы. Временной модулятор (хронизатор) — это устройство, осуществляющее управление временной задержкой опорного сигнала (см. п. 1.5.4). В частности, временным модулятором может быть линия задержки с переключаемыми отводами. В приемоиндикаторах «Лоран-С» опорный сигнал представляет собой пачку коротких импульсов. Поэтому роль управляемого устройства задержки может играть схема, изображенная на рис. 2.4.9,а, часто используемая в приемоиндикаторах «Лоран-С» [75, 76] и других ФРНС.

Сигнал от опорного генератора поступает на делитель частоты. Период следования импульсов на выходе одного из них, показанного на рис. 2.4.9,а, равен T_M . Этот делитель не входит в схему собственно временного модулятора. Управление величиной T_M при настройке на заданную навигационную сеть обеспечивается переключением цепей обратной связи, посредством которых выходной импульс устанавливает делитель частоты в исходное состояние, отличающееся от нулевого. Этим же импульсом сбрасывается на «0»

счетчик, также осуществляющий счет периодов частоты ОГ. Этот счетчик, регистр управления, устанавливаемый извне, и схемы совпадения входят в состав временного модулятора.

Импульс на выходе схемы совпадения возникает в тот момент, когда состояние счетчика полностью совпадает с состоянием управляющего регистра. Если τ_0 — период опорного генератора, то момент возникновения выходного импульса будет смещен относи-

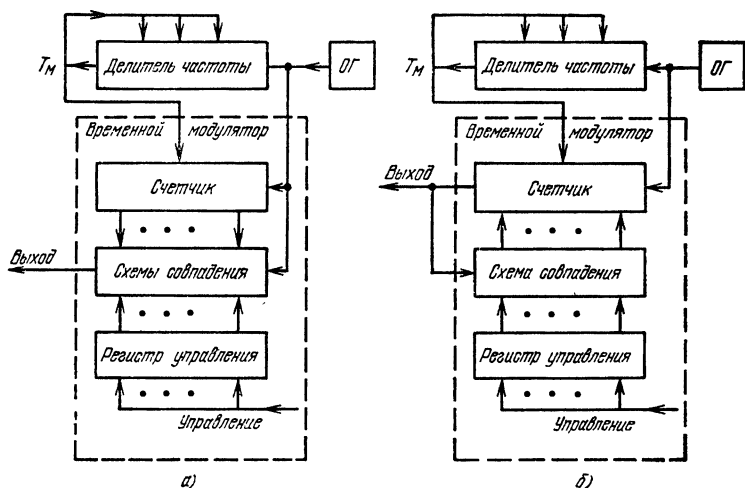


Рис. 2.4.9. Временные модуляторы без управляемой обратной связи (а) и с управляемой обратной связью (б).

тельно исходного импульса с периодом T_M , устанавливающего счетчик в «0», на величину

$$\tau_{\text{вых}} = \nu \tau_0, \quad (2.4.6)$$

где ν — управляющее кодовое число, введенное в регистр управления.

На рис. 2.4.9,б изображен другой вариант временного модулятора. В этом случае счетчик своим выходным импульсом через схемы совпадения устанавливается в начальное состояние, соответствующее числу, записанному в управляющий регистр в дополнительном коде.

Как следует из (2.4.6), минимальная величина дискрета $\tau_{\text{вых}}$ равна τ_0 и для повышения точности обычное значение частоты опорного генератора принимают равным 20 МГц.

В регистр управления поочередно после появления выходного импульса вводятся коды, соответствующие числам $\nu_M, \nu_W, \nu_X, \nu_Y$ и ν_Z . Эти коды должны учитывать возможность переполнения счетчика временного модулятора. Обозначим через N_c емкость счетчика, необходимо, чтобы $N_c > N = T_M / \tau_0$. Тогда код ведущей

станции $\tilde{v}_M = v_M$, а коды ведомых будут

$$\tilde{v}_W = \tilde{v}_M + v_W - \left[\frac{v_M + v_W}{N} \right] N,$$

$$\tilde{v}_X = \tilde{v}_M + v_X - \left[\frac{v_M + v_X}{N} \right] N, \text{ и т. д.}$$

Здесь символом $[\cdot]$ обозначена операция выделения целой части числа.

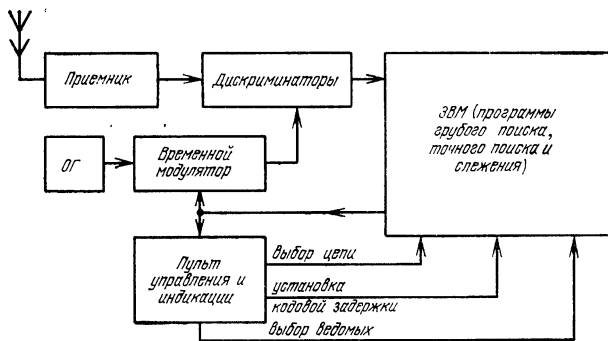


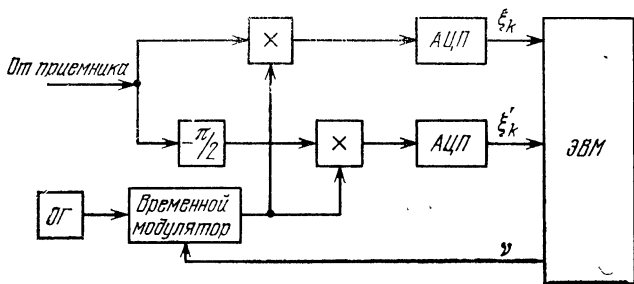
Рис. 2.4.10. Структурная схема приемоиндикатора.

Структурная схема приемоиндикатора. На рис. 2.4.10 изображена структурная схема приемоиндикатора. Назначение входящих в нее элементов и существо связей между блоками было описано и должно быть ясно из рисунка. Ниже рассматриваются некоторые алгоритмы поиска сигнала и оценки НП.

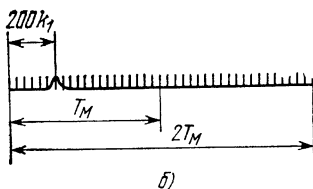
2.4.5. Поиск сигнала в приемоиндикаторах «Лоран-С». В п. 2.4.2 уже говорилось, что грубый поиск осуществляется по обнаружению положения по оси времени максимума величины $M_1 \times M_2$ (см. рис. 2.4.4, д). Так как выходные сигналы дискриминаторов зависят от текущего значения фазы принятого сигнала, то для исключения его влияния на процедуру поиска применяют общеизвестный квадратурный метод [65] (рис. 2.4.11, а). Этот метод заключается в применении двух дискриминаторов, входные сигналы которых, поступающие с приемника, взаимно сдвинуты по фазе на $\pi/2$ (см. п. 1.5.3).

Поиск сигнала в полном интервале. В качестве примера рассмотрим одну из многих возможных процедур поиска. Предположим, что в качестве опорного напряжения на дискриминаторы поступает последовательность узких стробовых импульсов с частотой повторения 5 кГц, период 200 мкс соответствует длительности огибающей импульса сигнала на выходе фильтра для режима поиска (см. рис. 2.4.8). Временное положение этих импульсов фиксировано относительно начала периода следования. Поэтому последовательность будет состоять из $N = [T_M/100]$ импульсов.

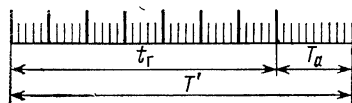
В результате на выходе обоих дискриминаторов возникают последовательности аналоговых сигналов, преобразуемых АЦП в последовательности дискретных сигналов $\xi_k(n)$ и $\xi'_k(n)$ (рис. 2.4.11,а); n означает принадлежность члена последовательности к n -му интервалу длительности $2T_M$, называемому в дальнейшем интервалом поиска. Индекс k — порядковый номер члена внутри интервала поиска. Последовательности $\xi_k(n)$ и $\xi'_k(n)$ вводятся в ЭВМ, которая осуществляет предварительное накопление сигнала,



а)



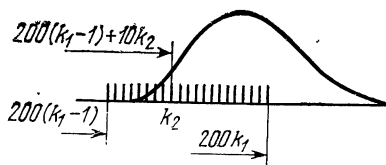
б)



б)

Рис. 2.4.11. Поиск сигнала:

а — квадратурный метод выделения сигнала поиска; б — к объяснению алгоритма поиска; в — поиск с последовательным обзором интервала по частям; г — к объяснению принципа точного поиска.



г)

ла, по m интервалам поиска в соответствии с формулами *)

$$\hat{\xi}_k = \sum_{i=n}^{n+m} \xi_k(i); \quad \hat{\xi}'_k(n) = \sum_{i=n}^{n+m} \xi'_k(i).$$

Затем последовательности $\hat{\xi}_k$ и $\hat{\xi}'_k$ преобразуются в последовательность

$$\eta_k(n) = M_1(k, n)M_2(k, n) + M'_1(k, n)M'_2(k, n),$$

*) Элементы последовательности $\xi_k(n)$ хранятся и накапливаются в ячейках ОЗУ ЭВМ, номера которых однозначно соответствуют индексу k .

где

$$M_1(k, n) = \sum_{i=1}^4 \widehat{\xi}_{k+5(i-1)} c_i + \sum_{i=1}^4 \widehat{\xi}_{N+k+5(i-1)} c_{8+i},$$

$$M_2(k, n) = \sum_{i=1}^4 \widehat{\xi}_{k+5(i-1)+8} c_{i+4} + \sum_{i=1}^4 \widehat{\xi}_{N+k+5(i-1)+8} c_{i+12}.$$

Здесь $c_i = \pm 1$ в зависимости от закона изменения фазы в группе импульсов (см. рис. 2.4.4,а).

Массивы данных M'_1 и M'_2 вычисляются аналогично M_1 и M_2 , но с использованием последовательности ξ'_k . Можно показать, что величина $\eta_k(n)$ не зависит от фазы сигнала. Далее из всей совокупности значений η_k определяется наибольшее и одновременно фиксируется номер ячейки k_1 , в которой оно хранится.

Затем η_{k_1} сравнивается с некоторой пороговой величиной η_0 , и если η_{k_1} оказывается большим, то может быть принято решение, что именно в k_1 -й ячейке содержится искомая величина η_{\max} . Это означает, что обнаруженный сигнал по времени смещен относительно начала интервала поиска на $200k_1$ мкс (рис. 2.4.11,б). Для повышения вероятности правильного определения η_{\max} , снижения вероятности ложной тревоги и сокращения среднего времени поиска алгоритм определения η_{\max} усложняется применением двухпороговой процедуры, подтверждением правильности принятого решения при повторной проверке и т. п.

Поиск с последовательным обзором интервала по частям. Для одновременного обзора всего интервала требуется вычислитель с оперативной памятью емкостью 2000—2500 8—12-разрядных слов. В тех случаях, когда такое техническое решение признается нецелесообразным, осуществляют поиск на интервале $2T_M$ по частям. При этом опорный сигнал представляет собой последовательность, содержащую $N_0 < N$ импульсов, с периодом следования внутри группы 200 мс. Пусть длительность последовательности T' , тогда анализируемая часть интервала $T_a = T' - t_T$ (рис. 2.4.11,в).

Процедура поиска для данного случая отлична от описанного выше алгоритма поиска в полном интервале. Здесь время наблюдения в анализируемой части интервала T_a ограничивается. Если за время наблюдения сигнал не обнаружен, то принимается решение о смене анализируемого интервала. После этого поиск продолжается и анализируется соседний интервал длительностью T_a . Если же за время наблюдения сигнал обнаружен в определенном элементарном интервале, то производится проверка правильности обнаружения для этого элементарного интервала. В случае подтверждения правильного обнаружения поиск оканчивается.

Упрощенная процедура поиска. Для упрощения процедуры поиска применяются дискриминаторы с релейной характеристикой, при этом уменьшается разрядность величин, с которыми должна оперировать ЭВМ. В этом случае для образования последователь-

ности $\eta_A(z)$ непосредственно используются бинарные сигналы с дискриминаторов ξ_k и ξ'_k . Справедливость формул, входящих в алгоритм поиска, сохраняется.

Точный или дополнительный поиск. В результате грубого поиска временное положение сигнала определено лишь с точностью до длительности импульса сигнала 200—250 мкс (см. рис. 2.4.7,з). При этом на временной модулятор подается управляющее кодовое число $v=200k_1/\tau_0$ (см. рис. 2.4.11,б), которое определяет временное положение импульсов опорного сигнала. Соответственно приемоиндикатор может начать работать в режиме автоматического слежения (сопровождения) за фазой сигнала. Затем осуществляется переход к режиму работы с широкой полосой. После этого с периодом повторения 10—20 мкс в интервале длительностью 200 мкс, предшествующем временному положению, найденному в результате грубого поиска, образуется пачка опорных импульсов точного поиска (рис. 2.4.11,з). Точный поиск может осуществляться по тем же алгоритмам, что и грубый. Заканчивается поиск обнаружением минимального порядкового номера k_2 , которому соответствует наличие сигнала (рис. 2.4.11,з). В результате во временной модулятор вводится кодовое число $v=[200(k_1-1)+10k_2]/\tau_0$ и начинается режим измерения НП и устранения многозначности фазовых измерений.

Время поиска. В приемоиндикаторах «Лоран-С» время поиска сигнала является случайной величиной. Среднее время поиска определяется в первую очередь отношением сигнал/шум (q_0). При поиске в полном интервале, как показывают расчеты, для $q_0=1/10$, $T_M=0,1$ с время поиска менее 1 мин. Время поиска при последовательном обзоре интервала определяется величиной T_a . В выпускаемых в настоящее время приемоиндикаторах время поиска изменяется от величины порядка 1 мин при $q_0>1$ до 10—15 мин при $q_0=0,1$ [74].

2.4.6. Измерение РНП в приемоиндикаторах «Лоран-С». Выше в п. 2.4.5 была описана структурная схема измерения НП в приемоиндикаторах «Лоран-С». Сигнал с выхода дискриминатора, преобразованный в цифровую форму, вводится в вычислитель, который выдает также в цифровой форме команду временному модулятору, устанавливающему величину задержки стробовых импульсов. Поэтому решение задачи о наилучшей оценке НП сводится к выявлению соответствующего алгоритма, осуществляющего преобразование выходных сигналов дискриминаторов в управляющие сигналы. В § 4.3 будет показано, что в качестве алгоритма оценки должны быть применены формулы (2.3.1) и (2.3.2).

Инструментальная погрешность измерения разностей времен прихода в приемоиндикаторах составляет 0,025—0,05 мкс, что соответствует 1° — 2° фазы высокочастотного заполнения ($\approx 0,5$ с.ц.), т. е. обычной для ФРНС величине.

Полоса шумов измерителя времени прихода сигнала по огибающей не может быть сделана ниже определенного предела из-за возрастания составляющей ошибки, вызванной динамическими ха-

раактеристиками объекта, координаты которого измеряются. (Этот вопрос подробнее рассмотрен в § 3.3.) Поэтому фактически во всех приемоиндикаторах «Лоран-С» был использован искусственный прием, снимающий указанное ограничение. Его сущность сводится к следующему: временной модулятор, выдающий опорный сигнал для автоматического слежения по характерной точке огибающей, включается последовательно с временным модулятором для точного измерения НП (рис. 2.4.12). Временное положение импульсов опорного сигнала определяется суммой задержки временного модулятора следящей системы точного измерения, определяемого

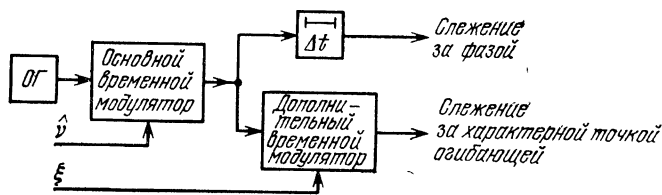


Рис. 2.4.12. Принцип слежения по характерной точке огибающей.

управляющим воздействием v , и задержкой дополнительного временного модулятора, управляемого кодом ξ . Очевидно, что вследствие процесса слежения за НП по фазе несущей временной модулятор, управляемый кодом ζ , будет «выбирать» только медленно меняющуюся разность между временным положением характерной точки и точкой оценки по фазе высокочастотного заполнения. Тем самым точный измеритель НП как бы решает задачу компенсации динамических ошибок.

2.4.7. Особенности применения и модификации ИФРНС «Лоран-С». Для расширения области применения ИФРНС «Лоран-С» было исследовано и предложено несколько модификаций системы, предназначенных для решения различных специальных задач.

РНС «Лоран-Б». В конце 50-х годов в США была разработана ИФРНС «Лоран-Б» [77]. Эта разработка в сущности являлась попыткой перенесения принципов «Лоран-С» в диапазон средних волн (1,7—1,9 МГц). Для устранения многозначности фазовых измерений в этом диапазоне требуется точность измерения по огибающей более высокая, чем $1/2f_0 = 0,2—0,3$ мкс. Как это и следовало ожидать, такую точность получить не удалось. Поэтому РНС «Лоран-Б» распространения не получила [71].

РНС «Лоран-Д». РНС «Лоран-Д» является вариантом «Лоран-С», предназначенным для использования в военных целях, главным образом, для решения задач тактической авиации и сухопутных войск [78]. Основные отличия от «Лоран-С» следующие [71, 79]:

1. Длина базовых линий уменьшена до 250—350 км.
2. Особое внимание уделено транспортабельности передающих станций РНС. Мощность передатчиков снижена до 4—10 кВт в им-

пульсе. Используются передающие антенны высотой 90—120 м, которые могут быть доставлены в разобранном виде на транспортных летательных аппаратах и смонтированы командой из 12 человек за 10 ч.

3. Сигнал в «Лоран-Д» отличается от сигнала в «Лоран-С»: в состав каждой пачки входят 16 импульсов с периодом повторения внутри пачки 500 мкс [79]. Эти изменения позволяют частично компенсировать уменьшение мощности в импульсе. Период модуляции T_M в РНС «Лоран-Д» такой же, как в РНС «Лоран-С». Однако период фазовой модуляции при кодировании

Фазовый код ведущей	Периоды следования	Фазовый код ведомой
⊕+⊕+⊕+⊕-⊕+⊕+⊕-⊕+	1	⊕+⊕-⊕+⊕+⊕-⊕-⊕-⊕+
⊕+⊕+⊕+⊕-⊕-⊕-⊕+⊕-	2	⊕+⊕-⊕+⊕+⊕+⊕+⊕+⊕-
⊕-⊕-⊕-⊕+⊕-⊕-⊕+⊕-	3	⊕-⊕+⊕-⊕-⊕+⊕+⊕+⊕-
⊕-⊕-⊕-⊕+⊕+⊕+⊕-⊕+	4	⊕-⊕+⊕-⊕-⊕-⊕-⊕-⊕-⊕+

Рис. 2.4.13. Фазовое кодирование в РНС «Лоран-Д».

занимает не два, а четыре периода следования пачек. В пачку, состоящую из 16 импульсов, как бы «вкраплены» импульсы, соответствующие излучению сигналов ФРНС «Лоран-С». Эти дополнительные импульсы на рис. 2.4.13 отмечены кружками. Фазы дополнительных импульсов, присущих только РНС «Лоран-Д», как это следует из рисунка, за интервал времени, равный $4T_M$, два раза принимают значения фазы 0 и 180° . Поэтому совокупности дополнительных импульсов ортогональны сигналам «Лоран-С», вследствие чего приемники последнего могут работать по сигналам ФРНС «Лоран-Д», используя при этом 50% мощности сигнала. Многие серийно выпускаемые в США приемники рассчитаны для работы в ИФРНС «Лоран-Д» и «Лоран-С» [79].

4. Дальность действия 500—900 км. Точность определения местоположения на расстояниях до 500 км $\sigma_r=100$ м [78]. В дифференциальном режиме в радиусе 40 км относительно контрольного пункта погрешность $\sigma_r=15$ м [71], что, как это следует из [69], по-видимому достигается в равнинных районах и при благоприятной геометрии системы.

5. Характерная точка на огибающей выбирается в окрестности ее максимума. Такой выбор становится возможным, так как для максимальных дальностей, которые должна обеспечивать РНС «Лоран-Д», задержка пространственной волны существенно больше, чем для расстояний 1500—1800 км, на которых работает «Лоран-С».

Применение РНС «Лоран-С» для обеспечения высокоточной навигации. Выше уже указывалось, что в РНС «Лоран-С» обеспечивается высокая точность синхронизации излучаемых сигналов. Однако, как было установлено, стабильность измеряемых РНП зав-

сит от метеорологических условий. Под их влиянием разность времен приходов сигналов на трассах распространения длиной порядка 1000 км может изменяться на $\pm 0,5$ мкс и более. Однако при обеспечении навигации на малых расстояниях и при малых базах (порядка 150—250 км) стабильность отсчетов и точность могут быть сильно повышены. При работе на малых дальностях применение варианта «Лоран-С» с передатчиками малой мощности позволяет получить при благоприятных условиях точность 10—20 м. При этом, как ожидается, может быть обеспечена навигация на внутренних водоемах [80], а также движение судов в районах гаваней и т. п.

Дифференциальные варианты РНС «Лоран-С». Как и дифференциальная «Омега», дифференциальный «Лоран-С» может быть выполнен в двух вариантах: с ретрансляцией принятых на контрольной станции сигналов и с передачей измеренных контрольным приемником данных [81, 70]. При этом полностью исключаются источники погрешностей, вызванные нестабильностью линий положения, и во много раз уменьшаются погрешности, вызванные неполным знанием дополнительной фазы (см. гл. 5). Погрешность дифференциального варианта системы при малых расстояниях от контрольного пункта до объекта (20—100 км), как это следует из опубликованных материалов исследований, находится в пределах от 7 до 40 нс, что соответствует точности измерения линии положения на базе 2—12 м [70]. При этом полагают, что при уменьшении инструментальной погрешности приемоиндикаторов точность измерения РНП может быть повышена до $\pm 1,5$ м. Столь высокая точность, если ее удастся реализовать практически, позволила бы с помощью дифференциального «Лоран-С» решать такие важные задачи, как управление самолетами при посадке, предупреждение столкновений в воздухе, управление воздушным движением, обеспечение посадки летательных аппаратов на палубу корабля, швартовка судов, выполнение различных спасательных операций и др. [81].

ИЗМЕРЕНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ В ПРИСУТСТВИИ ПОМЕХ

3.1. Общая характеристика помех РНС

3.1.1. Виды радиопомех. До последнего времени теория оценок параметров сигнала развивалась главным образом в рамках гауссовой модели помех. Это объясняется, с одной стороны, широким распространением нормальных случайных процессов и с другой стороны, разработанностью гауссовой модели, позволяющей решать в первом приближении многие задачи анализа и синтеза радиотехнических устройств.

Однако гауссова модель хорошо описывает лишь собственные шумы приемника. Что касается внешних помех РНС типа атмосферных шумов, промышленных помех, помех от линий электропередач, электрооборудования, систем зажигания двигателей внутреннего сгорания и т. д., то их распределение существенно отличается от нормального и обладает к тому же значительной изменчивостью [10, 82—84]. К этому классу помех, имеющих импульсную природу, примыкают и помехи от разрядов статического электричества, возникающего, например, при трении обшивки самолета о воздух [85].

Уровень помех зависит от многих факторов: частотного диапазона, местоположения и вида подвижного объекта, времени года и суток, типа антенны и т. д. Например, типичная помеховая обстановка для самолетного варианта приемоиндикатора «Омега» характеризуется следующими уровнями помех при напряженности поля сигнала 1 мкВ/м в полосе 1 Гц [86]: внутренние шумы приемника не выше 1 дБ , помехи от местных электролиний и электроприборов $10\text{—}30 \text{ дБ}$, электростатические помехи до 120 дБ , атмосферные шумы — «импульсная» и «фоновая» составляющие соответственно до 120 и 20 дБ . При этом уровень узкополосных помех (в полосе 500 Гц) достигает 80 дБ относительно 1 мкВ/м , а уровень сигналов ФРНС «Омега» колеблется в пределах $20\text{—}80 \text{ дБ}$. Таким образом, внешние помехи существенно преобладают над внутренними шумами приемника. Наибольшее влияние на работу приемоиндикаторов ФРНС оказывают атмосферные и узкополосные помехи. Электростатические помехи могут быть существенно уменьшены при использовании рамочной антенны, рационально размещенной на объекте [85].

Промышленные помехи зависят в основном от местных условий. В ряде случаев, особенно в развитых индустриальных районах, эти помехи становятся ограничивающим фактором в работе радиотехнических средств. Этим объясняется возрастающий интерес к их теоретическому и экспериментальному исследованию [83, 84].

3.1.2. Статистические характеристики атмосферных радиопомех.

Мощность атмосферных помех принято характеризовать эффективным коэффициентом помех антенны F_a , определяемым мощностью внешних шумов, получаемой от антенны без потерь. Этот коэффициент измеряется в децибелах относительно kT_0b , где k — постоянная Больцмана, равная $1,39 \times 10^{-23}$ Дж/К, T_0 — относительная температура, принятая равной 288 К, b — эффективная ширина полосы приемника в герцах. В [10] приведены медианные (превышаемые в 50% времени) значения эффективного коэффициента помех антенны F_{am} на частоте $f=1$ МГц. Эти значения даны для четырехчасовых интервалов времени, для различных сезонов и географических районов земного шара. Пример распределения атмосферных помех по земному шару приведен на рис. 3.1.1.

Значения F_{am} на частоте 1 МГц используют для градуировки экспериментальных кривых частотной зависимости F_{am} , с помощью которых могут быть получены значения F_{am} для требуемой частоты. В [10] эти кривые приведены для четырехчасовых интервалов времени и для различных сезонов. На рис. 3.1.2 показан ход кривых для летней ночи, когда уровень атмосферных шумов наибольший.

Уровень атмосферных помех E_{Π} на частоте f относительно напряженности сигнала 1 мкВ/м в полосе частот b вычисляется через соответствующее значение F_{am} по формуле

$$E_{\Pi} = F_{am} - 95,5 + 20 \lg f + 10 \lg b,$$

где E_{Π} выражена в децибелах; f — в мегагерцах, b — в герцах.

При проектировании радиоприемных устройств, работающих в условиях атмосферных помех, наряду с медианным значением F_{am} бывает необходимо знать так называемые верхнее и нижнее децильные значения (превышаемые соответственно в 10% и 90% времени на четырехчасовом интервале). Эти значения выражаются в виде отношения D_u верхнего децильного значения F_a (верхней децили) к медианному значению F_{am} и отношения D_l медианного значения F_{am} к нижней децили в децибелах. На рис. 3.1.3 приведены кривые частотной зависимости D_u и D_l для летней ночи, заимствованные из [10]. Здесь же показана частотная зависимость медианного значения V_d другого важного параметра атмосферных помех, так называемого «отклонения напряжения»:

$$V_d = 20 \lg [(\overline{E^2(t)})^{1/2} / \overline{E(t)}],$$

характеризующего степень «импульсности» помехи. Здесь $E(t)$ — мгновенное значение огибающей помехи. Значения V_d даны для входной полосы пропускания приемника $b=200$ Гц. В табл. 3.1.1 приведены значения V_d для частот 10, 17, 70, 130, 1700, 3500 кГц.

Значения V_d для различных частот и времени

Время года	V_d (дБ) для различных времен суток (ч)						
	f , кГц	0—4	4—8	8—12	12—16	16—20	20—24
Зима	10	9,2	9,3	10,1	10,4	10,0	9,4
	17	9,6	10,5	12,2	12,3	11,1	9,9
	70	9,0	10,0	10,3	10,0	9,7	9,1
	130	8,5	9,1	8,3	8,0	8,5	8,5
	1700	6,5	6,1	4,0	4,1	5,5	6,0
	3500	5,7	5,6	4,4	4,6	5,1	5,5
Весна	10	8,6	8,3	10,0	9,7	8,7	8,7
	17	9,5	10,5	12,3	11,7	10,0	9,4
	70	9,2	10,2	11,3	11,2	9,6	9,0
	130	8,7	9,3	9,6	9,7	8,7	8,3
	1700	6,5	6,0	5,4	5,5	5,6	5,8
	3500	5,8	5,7	5,2	5,2	5,4	5,9
Лето	10	10,0	10,3	13,3	8,9	8,3	9,1
	17	9,7	12,3	12,5	9,9	8,7	9,0
	70	9,0	11,7	12,3	10,4	9,0	8,2
	130	8,6	10,4	11,0	10,1	8,9	7,5
	1700	6,6	6,7	6,4	7,4	6,4	5,3
	3500	5,9	6,3	6,1	6,6	5,6	4,7
Осень	10	10,0	10,0	10,2	9,9	9,5	9,6
	17	10,1	11,6	13,3	12,2	10,5	10,0
	70	9,7	11,2	12,3	11,1	9,8	9,4
	130	9,4	10,2	10,1	9,2	9,0	8,5
	1700	6,9	6,4	4,9	5,0	5,7	5,5
	3500	6,0	5,8	5,2	5,2	6,0	5,4

на которых действуют большинство современных РНС. Пересчет V_d к требуемой полосе b может быть произведен с помощью кривых, представленных на рис. 3.1.4. С их помощью можно найти значение V_{d_2} , соответствующее полосе b_2 , если известно значение V_{d_1} для полосы b_1 [87].

На рис. 3.1.5 для различных значений V_d представлено семейство кривых распределения огибающей атмосферных помех, заимствованных из [10]. Эти кривые получены усреднением большого количества измерений, проведенных в разных странах. По оси ординат здесь отложены мгновенные значения огибающей

$$\Delta = 20 \lg R = 20 \lg [E(t)/(\overline{E^2(t)})^{1/2}] \text{ [дБ]}.$$

По оси абсцисс отложен процент времени p , в течение которого R превышено. Очевидно, вероятность превышения $P=10^{-2} p$. При градуировке оси абсцисс использованы так называемые координаты 10—750

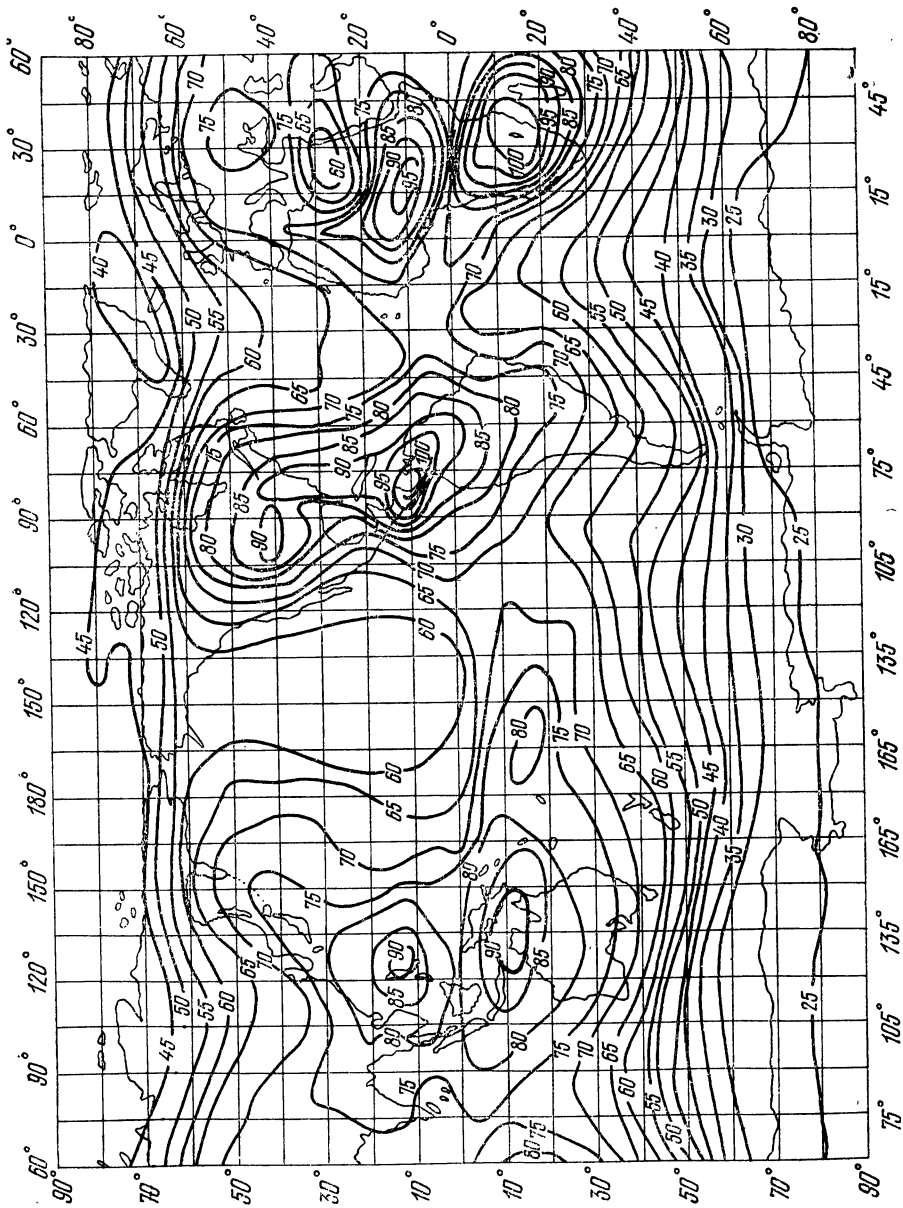


Рис. 3.1.1. Распределение атмосферных помех по земному шару на частоте 1 МГц для летней ночи (местное время: 00 ч 00 мин — 04 ч 00 мин).

Цифры соответствуют уровням атмосферных помех, указанным на рис. 3.1.2.

ты Релея: $\xi(P) = -\lg [\ln (1/P)]$, благодаря чему огибающая гауссова процесса, имеющая релеевское распределение, изображается на графике прямой линией с крутизной $s = -1/2$.

Как установлено в [88], кривые распределения огибающей атмосферных помех в координатах Релея могут с достаточной точностью быть аппроксимированы двумя отрезками прямых: одной для больших значений вероятности P с крутизной, соответствующей

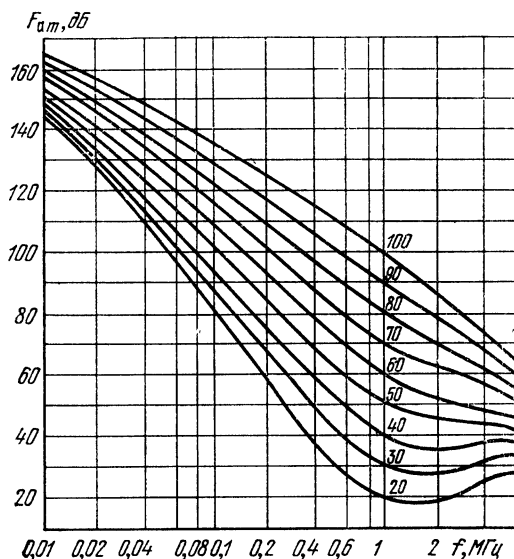


Рис. 3.1.2. Изменение уровня атмосферных помех в зависимости от частоты. Цифры соответствуют значениям F_{at} , измеренным на частоте 1 МГц для летней ночи (местное время: 00 ч 00 мин — 04 ч 00 мин).

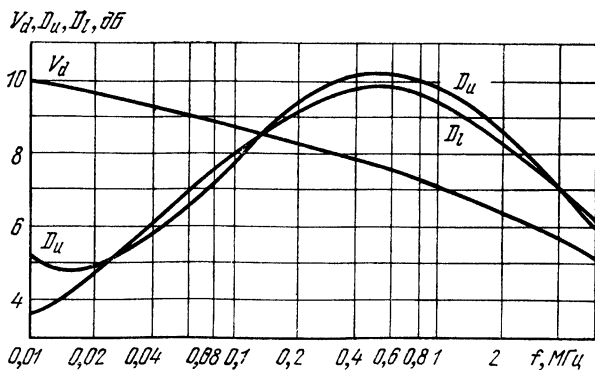


Рис. 3.1.3. Изменение характера атмосферных помех в зависимости от частоты для летней ночи (местное время: 00 ч 00 мин — 04 ч 00 мин).

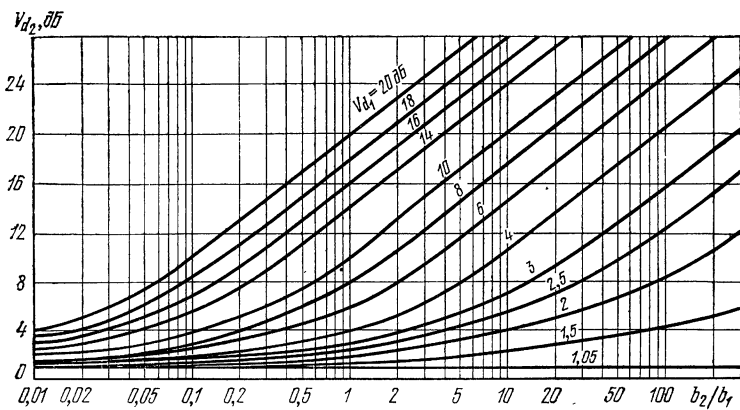


Рис. 3.1.4. Кривые пересчета величины V_d из одной полосы в другую.

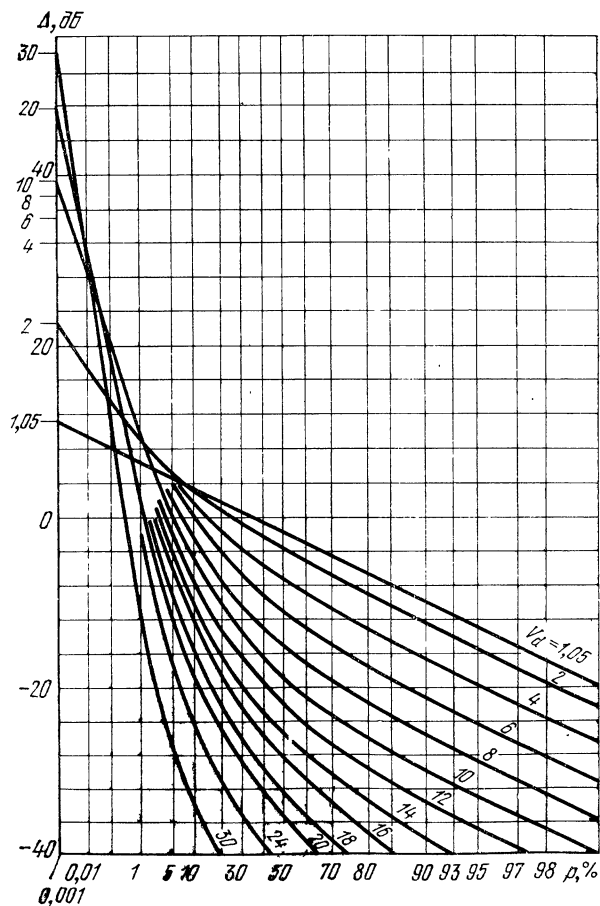


Рис. 3.1.5. Распределение огибающей атмосферных помех.

распределению Рэлея, и другой для малых значений R с большой крутизной. Причем прямые сопрягаются дугой окружности.

Теоретическое обоснование такого характера распределения имеется в работе [82], где из физических соображений показано, что при узкополосном приеме атмосферные помехи можно представить в виде суммы двух независимых компонент: «импульсной» составляющей, обусловленной действием ближних гроз, и «фоновой» составляющей, обусловленной наложением сигналов, излучаемых многими удаленными источниками. При этом «импульсная» составляющая, преобладающая в суммарном колебании, имеет плотность вероятности огибающей, описываемую логарифмически-нормальным законом

$$W_{\text{н}}(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0}} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma_0^2} (\ln R + \sigma_0)^2 \right],$$

$$R = \frac{E}{(\bar{E}^2)^{1/2}} > 0, \quad (3.1.1)$$

а огибающая «фоновой» составляющей («релеевского вектора») описывается распределением Рэлея

$$W_{\phi}(R) = 2R \exp [-R^2/Nc], \quad R > 0, \quad (3.1.2)$$

где σ_0^2 — дисперсия ослабления напряженности поля атмосферных помех на трассе распространения от источника до приемного устройства; N — среднее число грозовых разрядов в единицу времени; $c = (\tau_c + \tau_n)/2 = \tau_c/2$, где τ_c и $\tau_n \ll \tau_c$ — средние значения постоянных времени фронтов и спадов шумовых всплесков, имеющих, по предположению, экспоненциальную форму.

Таким образом, произведение Nc является некоторой временной характеристикой атмосферных помех, численно равной половине средней скважности шумовых всплесков на уровне постоянной времени τ_c . Одновременно Nc приближенно численно равно доле «фоновой» составляющей в суммарной мощности $\bar{E}^2(t)$ помехи

$$Nc = k_{\phi} = \frac{\bar{E}_{\phi}^2(t)}{\bar{E}^2(t)} \ll 1. \quad (3.1.3)$$

Из распределения огибающей шума, приведенной на рис. 3.1.5, величина Nc определяется следующим образом:

$$10 \lg(Nc) \approx \Delta_{p=99\%} + 20 \text{ [дБ]}. \quad (3.1.4)$$

Несложно убедиться в справедливости приближенного равенства

$$10 \lg(Nc) \approx -2V_d. \quad (3.1.5)$$

В области малых значений вероятности P распределение огибающей определяется в основном «импульсной» составляющей помехи. При этом зависимость вероятности

$$P(R) = \int_0^R W(r) dr = F[(\ln R + \sigma_0)/\sigma_0]$$

в координатах Рэлея представляет собой кривую, близкую к прямой линии с крутизной, определяемой параметром σ_0 . Из кривых

рис. 3.1.5 значение σ_0 может быть определено по формуле

$$\Delta_{p=0,135\%} - \Delta_{p=2,28\%} = (20 \lg e) \sigma_0 \approx 8,69 \sigma_0.$$

Распределения фаз «импульсной» и «фоновой» составляющих помехи близки к равномерному:

$$W_n(\varphi) = W_\varphi(\varphi) \approx 1/2\pi, \quad \varphi \leq \pi. \quad (3.1.6)$$

С учетом преобладающей доли импульсной составляющей атмосферных помех при их аналитическом описании обычно в каче-

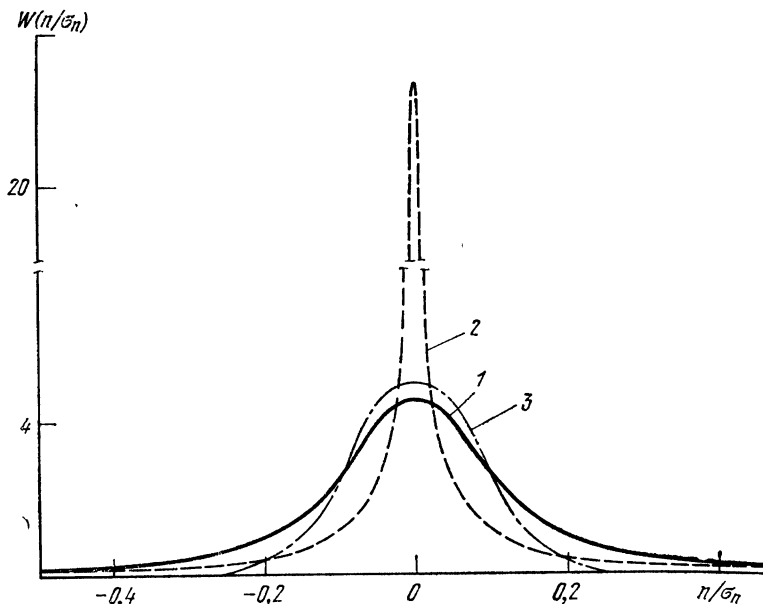


Рис. 3.1.6. Плотность вероятности мгновенных значений атмосферных помех.

стве первого приближения используется логарифмически нормальная модель (3.1.1).

В рамках этой приближенной модели в [89, 90] были получены основные статистические характеристики смеси помехи и узкополосного сигнала. При определении потенциальной точности оценки параметров сигнала существенное значение приобретает учет «фоновой» составляющей атмосферных помех. Плотность вероятности мгновенных значений шума

$$n(t) = E(t) \cos [\omega t + \varphi(t)],$$

учитывающая обе его составляющие и необходимая для синтеза и анализа оптимального приемника, может быть получена как свертка

$$W(n) = \int_{-\infty}^{\infty} W_n(u) W_\varphi(n - u) du \quad (3.1.7)$$

плотности вероятности «импульсной» составляющей помехи, вычисленной на основе логарифмически нормальной модели [89]

$$W_n(n) = \frac{1}{\sigma_n} \sum_{k=0}^{\infty} a_k \left(\frac{n}{\sigma_n} \right)^{2k} F[-\beta_k(n)], \quad (3.1.8)$$

где

$$a_k = (2k)! \exp\{\sigma_0^2 [(2k+1) + (2k+1)^2/2]\} / \pi^{2k+1/2} (k!)^2,$$

$$\beta_k(n) = \ln(|n|/\sqrt{2}\sigma_n)/\sigma_0 + 2(k+1)\sigma_0; \sigma_n^2 = \bar{E}^2(t)/2$$

— мощность помехи. Эта величина с учетом (3.1.3) примерно равна мощности ее «импульсной» составляющей: $F(\cdot)$ — функция Лапласа. Плотность вероятности «фоновой» составляющей, которая с учетом (3.1.2), (3.1.3) и (3.1.6) описывается нормальным законом, будет равна

$$W_\phi(n) = \sqrt{2\pi Nc} \sigma_n \exp(-n^2/2Nc\sigma_n^2). \quad (3.1.9)$$

Характер распределения (3.1.7) для $V_d=10$ дБ показан на рис. 3.1.6 (кривая 1). Кривые 2 и 3 соответствуют плотности вероятности «импульсной» и «фоновой» составляющих помехи. Нетрудно видеть, что в области малых значений n/σ_n распределение определяется в основном «фоновой» составляющей, а в области больших значений — «импульсной».

3.2. Обработка сигналов РНС в присутствии радиопомех

3.2.1. Оптимизация приемного тракта по отношению к атмосферным помехам. При малом отношении сигнал/шум и независимых выборочных значениях смеси оптимальный приемник для выделения сигнала из негауссовых помех и определения его параметров состоит из нелинейного преобразователя с характеристикой

$$f(n) = -d \ln W(n)/dn \quad (3.2.1)$$

и линейного приемника, оптимального при нормальных помехах [11, 91]. При этом измерители РНП, рассмотренные в п. 1.5.3 и 1.5.4, остаются наилучшими по квадратичному критерию.

Условие малости отношения сигнал/шум не слишком сильное, поскольку во входной полосе приемника при приеме на фоне атмосферных помех оно выполняется в наиболее важных для практики случаях.

Подставляя (3.1.7) в (3.2.1) с учетом (3.1.4), (3.1.8) и (3.1.9), для $V_d=10$ дБ получаем оптимальную характеристику нелинейного преобразователя, представленную на рис. 3.2.1.

Выигрыш в среднеквадратической ошибке при определении параметров сигнала (или в отношении сигнал/шум по напряжению)

за счет оптимизации приемного тракта равен [11]

$$k_{\text{opt}} = \sigma_n \left[\int_{-\infty}^{\infty} f^2(n) W(n) dn \right]^{1/2}. \quad (3.2.2)$$

Оптимальный нелинейный преобразователь представляет собой ограничитель с достаточно сложной характеристикой. Практически интересно вычислить выигрыш для более простого в реализации квазиоптимального приемника с полосовым ограничителем, т. е. устройства, удерживающего продукты нелинейного преобразования только в основной полосе и имеющего характеристику с линейным начальным участком и зоной насыщения. Для малого отношения сигнал/шум выигрыш

$$k(R_0) \approx \{ [1 - P(R_0)] / [R_0^2 P(R) - \int_0^{R_0} R^2 (dP(R)/dR) dR] \}^{1/2}, \quad (3.2.3)$$

где $R = E(t) / (\overline{E^2(t)})^{1/2}$; R_0 — относительный порог ограничения; $P(R)$ — вероятность превышения уровня R , определяемая из кривых

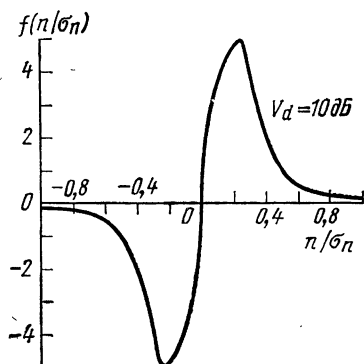


Рис. 3.2.1. Оптимальная характеристика нелинейного преобразователя.

выводилось при допущении, что коэффициент передачи сигнала в зоне насыщения ограничителя при малом отношении сигнал/шум практически равен нулю. На рис. 3.2.2 построено семейство кривых (3.2.3) для нескольких значений параметра V_d распределения, приведенного на рис. 3.1.3. Расчеты по формулам (3.2.2) и (3.2.3) показали, что экстремальные значения $k(R_0)$ и k_{opt} практически совпадают. Из анализа кривых можно заключить, что оптимизация приемника

по отношению к атмосферным помехам, в принципе, может дать заметное улучшение качества оценки РНП, особенно при широкой входной полосе и соответственно при большом значении V_d . Максимальные значения выигрыша $k_{\text{max}}(R_0)$ близки к соответствующим значениям k_{opt} и с учетом (3.1.5) могут быть определены из соотношения

$$20 \lg k_{\text{max}}(R_0) \approx -10 \lg(Nc) \approx 2V_d,$$

откуда с учетом (3.1.3) следует, что

$$k_{\text{max}}(R_0) \approx 1/\sqrt{Nc} \approx 1/\sqrt{k_{\phi}}.$$

Полученный результат показывает, что при оптимизации приемного тракта выигрыш достигается за счет подавления «импульс-

ной» составляющей атмосферных помех в ограничителе. При этом, поскольку доля «фоновой» составляющей в суммарной мощности шума, как это следует из (3.1.3) и (3.1.5), невелика, оптимальный (по отношению к атмосферным помехам) порог ограничения оказывается невысоким. Это следует также и из кривых, приведенных на рис. 3.2.2.

Однако реализация выигрыша затруднена тем, что на практике величина порога ограничения определяется также исходя из других факторов: необходимости сохранения информации об амплитуде сигнала, уровня узкополосных помех, которые при ограничении могут приводить к значительному подавлению сигнала. Близость $k_{\max}(R_0)$ и k_{opt} является косвенным подтверждением правомерности допущений, принятых при выводе выражения (3.2.3).

3.2.2. Построение приемного тракта при совместном действии помех различного вида. Требования, предъявляемые к приемнику в условиях помех различного вида, противоречивы. Так, для атмосферных помех наиболее целесообразно сильное ограничение смеси в широкой полосе. Это справедливо и для промышленных и электростатических помех, имеющих аналогичные статистические характеристики. Во избежание подавления узкополосными помехами сигнала целесообразна линейная узкополосная фильтрация. Линейная обработка необходима также для подавления нормальных помех (внутренних шумов приемника и «фоновой» составляющей атмосферных помех). Наконец, запас линейности приемника требуется для сохранения информации о сигнале, заложенной в изменении амплитуды (эта информация используется для синхронизации приемоиндикаторов ФРНС и поиска сигналов в ИФРНС).

Эти противоречивые требования обычно удовлетворяются путем компромисса. В простейшем случае такого компромисса можно достигнуть, выбрав относительно высокий порог ограничения. Например, согласно [86] сигнал ФРНС «Омега» в рабочей зоне системы и узкополосные помехи (в полосе 500 Гц) ниже уровня атмосферных помех. Выбирая в (3.2.3) $R_0=1$, из рис. 3.2.2 для $V_d=14$ дБ, соответствующего частоте $f=10$ кГц и входной полосе $\Delta f=500$ Гц (см. табл. 3.1.1 и рис. 3.1.4), получаем выигрыш в среднеквадратической ошибке РНП, равный $k \approx 3,9$. Недостатком такого построения приемника является то, что при широкой входной полосе сохраняется вероятность подавления входного сигнала приемоиндикатора сильной узкополосной помехой.

Наиболее радикальным методом устранения влияния на приемоиндикатор узкополосных помех от мешающих станций является, по-видимому, включение в приемный тракт автоматически настраивающихся режекторных фильтров, осуществляющих автоматический поиск мощных мешающих сигналов в рабочем диапазоне частот РНС и слежение за частотой этих сигналов. Создание таких фильтров в СВ и ДВ диапазонах частот представляет определенную трудность.

На практике получили развитие и другие компромиссные методы построения приемного тракта. Рассмотрим некоторые из них.

В самолетном приемоиндикаторе ФРНС «Омега» СМА-719 [53] с целью ослабления влияния узкополосных помех в условиях одновременного действия атмосферных шумов применяется постепенное сужение полосы пропускания в нескольких последовательно включенных каскадах приемника с одновременным снижением порога ограничения. При этом полоса пропускания сужается с 3 кГц до 50 Гц ступенями 2:1, а порог ограничения снижается с высокого до нулевого. Ограничение сигнала и узкополосных помех здесь

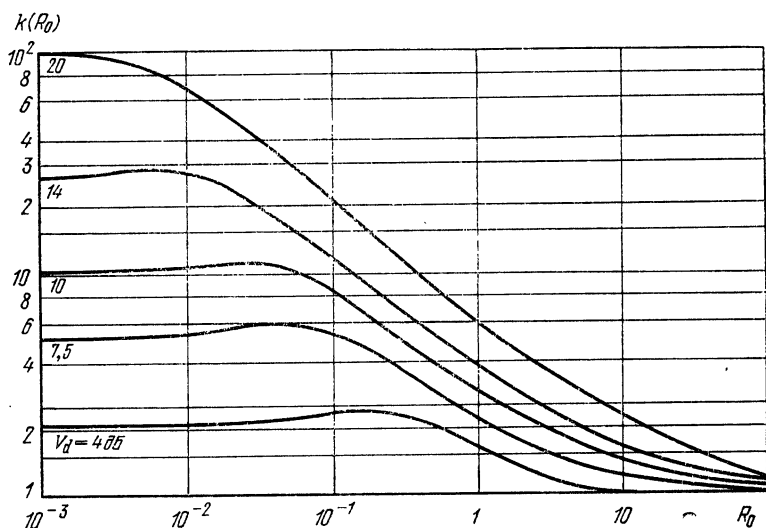


Рис. 3.2.2. Уменьшение среднеквадратической ошибки оценки параметров сигнала за счет ограничения его смеси с атмосферными помехами.

происходит главным образом в оконечном каскаде, т. е. в узкой полосе. Информация об амплитуде сигнала, используемая в начале синхронизации, при этом снимается с предыдущих каскадов, которые не искажают амплитудных соотношений. Максимальные выбросы атмосферного шума, наиболее опасные с точки зрения перегрузки входных элементов приемника, ограничиваются уже во входном каскаде, т. е. в широкой полосе. В последующих каскадах эффективность ограничения увеличивается за счет снижения порога. При этом происходит компенсация снижения эффективности, связанного с сужением полосы. К недостаткам схемы относятся ее относительная сложность и необходимость обеспечения высокой стабильности коэффициента усиления и порога ограничения.

Другой компромиссный метод построения приемника, приводящий к более простым схемным решениям, описан в [55]. Он заключается в широкополосном линейном преобразовании входной смеси. Требование к широкополосности тракта обусловлено наличием атмосферных шумов, а требование к линейности — наличием

узкополосных помех и необходимостью сохранения информации об амплитуде сигнала.

При таком построении приемного тракта нелинейная обработка смеси, обусловленная наличием атмосферных шумов, может быть перенесена в квадратурные каналы устройства измерения фазы и амплитуды сигнала, что позволит сохранить линейность тракта по сигналу. Принцип действия такого устройства, которое может рассматриваться как квазилинейное, пояснен на рис. 3.2.3.



Рис. 3.2.3. Схема квазилинейного измерителя квадратурной составляющей сигнала.

Выборочные значения квадратурных составляющих $x(k)$ и $x_1(k)$ выходного сигнала приемника в дискретные моменты времени $t+kT_M$ (T_M — период модуляции сигнала) поступают на схемы сравнения, являющиеся входными устройствами следящих измерителей, один из которых изображен на рис. 3.2.3. Выходной сигнал измерителя (оценка) $\hat{x}(k)$ получается в результате прохождения через ограничитель и интегратор сигнала рассогласования $\Delta x(k) = \hat{x}(k) - x(k)$, выдаваемого схемой сравнения. Аналогично определяется $x_1(k)$.

Далее по алгоритму

$$\psi(k) = \text{arctg}[\hat{x}(k)/\hat{x}_1(k)], \quad |\hat{Z}(k)| = \{[\hat{x}(k)]^2 + [\hat{x}_1(k)]^2\}^{1/2}$$

можно найти оценки фазы и амплитуды. При условии, что параметры сигнала за время, соизмеримое с постоянной времени следящих систем измерителей, существенно не меняются, оценки $\hat{x}(k)$ и $\hat{x}_1(k)$ и соответственно $\psi(k)$ очевидно будут несмещенными.

Техническая реализация подобных устройств затруднена, так как число следящих измерителей равно длине выборки обрабатываемого сигнала. В п. 4.5.2 будет показано, как подобные устройства можно реализовать средствами цифровой техники.

3.2.3. Уменьшение влияния электростатических помех с помощью рамочной антенны. Электростатические помехи имеют существенное значение для самолетных вариантов приемоиндикаторов РНС. Эти помехи вызваны разрядами статического электричества, накапливающегося на обшивке самолета при трении о воздух. Ширина их спектра — сотни килогерц, причем интенсивность, как и в случае атмосферных шумов, увеличивается на низких частотах [86].

Для уменьшения влияния электростатических помех приемную антенну размещают в наибольшем удалении от точек с высокой

напряженностью электрического поля, в которых происходят электрические разряды. При этом обычно используется рамочная антенна, преимущество которой по сравнению с диполем заключается в том, что если в диполе разрядный ток, ослабленный изолятором, протекает непосредственно в антенной цепи, то в рамочной антенне помеха создается наведенным током, влияние которого в диапазонах ДВ и СДВ существенно меньше. Для исключения «мертвых» зон в диаграмме направленности используются две ортогональные рамочные антенны (см. § 2.3).

3.2.4. Влияние способа нелинейной обработки смеси на точность оценки РНП. Наряду с корреляционными измерителями в ФРНС применяются также измерители, использующие нелинейную обработку. Так, в приемоиндикаторах ФРНС иногда устанавливают дискриминаторы, основанные на фиксации временного положения «нулей» смеси сигнала и помехи относительно «нулей» опорного колебания. При этом фаза определяется посредством оценки величины интервалов между указанными «нулями», которые являются некоторым эквивалентом мгновенной фазы смеси. В качестве первого приближения для плотности вероятности этого интервала используют «дифференциальную вероятность пересечений» [22]. Для достаточно узкополосного процесса она совпадает с функцией распределения фазы. С учетом «нормализации» флюктуационных помех (при подавлении импульсной составляющей и при узкополосном приеме) помеху на входе измерителя обычно можно считать нормальной.

Таблица 3.2.1

Смещение оценки фазы амплитудно-модулированного сигнала

m	$\delta\varphi$ град., для значения q , равного			
	2,5	4	5,5	7
1/8	10°	6,1°	3,6°	1,8°
1/4	7,6°	2,9°	1,7°	0,8°
1/2	3,0°	1,4°	0,8°	0,4°
3/4	2,3°	0,9°	0,5°	0,3°

Таблица 3.2.2

Смещение оценки фазы немодулированного сигнала

$\Delta f_{\text{пр}}/f$	$\delta\varphi$, град., для значения q , равного		
	0,1	0,25	1
0,05	3,8°	0,2°	0,02°
0,3	-52°	-1,1°	-0,08°

Если процесс относительно широкополосен, то следует учитывать некоторые эффекты. Так, при оценке фазы амплитудно-модулированного сигнала имеет место смещение оценки, для $q \ll 1$ равное

$$\delta\varphi \approx \arctg [S'(\tau_0)/\omega S(\tau_0)].$$

Для сигнала ФРНС «Лоран-С» имеем $\delta\varphi = \arctg(c/\omega_0) = 1,2$ с. ц. Смещение оценки может иметь место при такой обработке и в случае измерения разности фаз на частотах биений в от-

существование узкополосной последетекторной фильтрации [93]. Для сигнала с гармонической амплитудной модуляцией смещение

$$\delta\varphi = \{(\sqrt{\pi/2q})_1 F_1[-1/2, 1, -q^2 a^2(t)] - 1\} m^{-1},$$

где ${}_1F_1[\cdot]$ — вырожденная гипергеометрическая функция; $a(t) = 1 + m \sin(\Omega t + \varphi_c)$. Результаты расчетов приведены в табл. 3.2.1.

Детальный анализ показывает, что смещение оценки при цифровых фазовых измерениях может иметь место и при немодулиро-

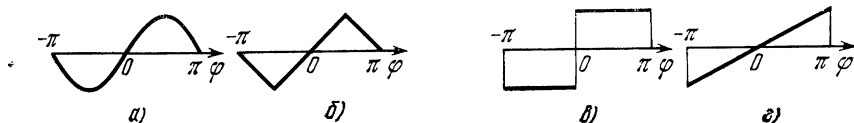


Рис. 3.2.4. Типовые характеристики дискриминаторов фазовых измерителей.

ванном сигнале. Так, при типовой процедуре измерения фазы с помощью двухвходового триггера фиксируется интервал до первого «нуля» смеси после «нуля» опорного напряжения. Поскольку под действием помехи в отдельных периодах появляются «лишние ну-

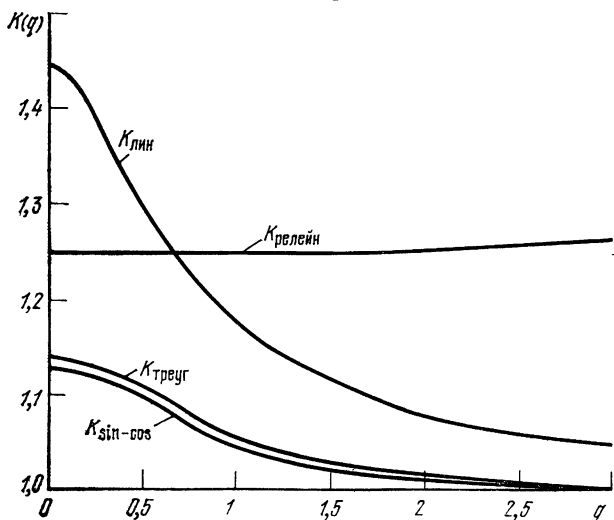


Рис. 3.2.5. Увеличение среднеквадратической ошибки оценки фазы за счет нелинейной обработки в измерителе.

ли», а в других, наоборот, «нули» исчезают, такая обработка приводит к асимметрии плотности вероятности интервала между «нулями» и смещению оценки РНП [94], результаты расчета которого для следящего измерителя приведены в табл. 3.2.2.

Снижение точности в измерителях может иметь место также за счет отличия характеристик фазовых дискриминаторов от оптимальных. Так, перемножители в фазовых измерителях корреляционного типа часто заменяют дискриминаторами с синусно-косинус-

ными, треугольными, релейными и линейными характеристиками, изображенными на рис. 3.2.4, а—г соответственно. Причем первые три вида дискриминаторов используют как в следящих измерителях, так и в измерителях разомкнутого типа, а последний только в следящих измерителях. При этом приращение среднеквадратической ошибки определения фазы

$$\begin{aligned} \kappa_{\sin\text{-cos}}(q) &= (2/\sqrt{\pi}) [1 - (q^2/2) {}_1F_1(1, 3, -q^2)]^{1/2} \times \\ &\quad \times \exp(q^2/2) / [I_0(q^2/2) + I_1(q^2/2)], \\ \kappa_{\text{лин}}(q) &= (q/\sqrt{2}) \left[1 + (12/\pi) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k a_k/k^2 \right]^{1/2} / \left[\sum_{k=1}^{\infty} a_{2k} - q/2\sqrt{\pi} \right], \\ \kappa_{\text{треуг}}(q) &= (\pi q/4\sqrt{6}) \left/ \sum_{k=1}^{\infty} (a_k/k) \sin(\pi k/2) \right., \\ \kappa_{\text{релейн}} &\equiv \sqrt{\pi/2}, \end{aligned}$$

где

$$a_k = (1/\pi k!) \Gamma(1 + k/2) q^k {}_1F_1(k/2, (k+1), -q^2),$$

${}_1F_1(\alpha, \beta, \gamma)$ — вырожденная гипергеометрическая функция; $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция. Для слабого сигнала имеем [94]

$$\kappa_{\sin\text{-cos}} \approx 2\sqrt{\pi}; \quad \kappa_{\text{треуг}} = \pi^{3/2}/\sqrt{24}; \quad \kappa_{\text{релейн}} = \sqrt{\pi/2}; \quad \kappa_{\text{лин}} \approx \sqrt{2\pi/3}.$$

Кривые, построенные по формулам, данным выше, приведены на рис. 3.2.5. Наибольшее уменьшение точности имеет место при линейной характеристике дискриминатора. При $q \gg 2$ все характеристики, за исключением релейной, проигрыша не дают.

В дискриминаторах с треугольными и релейными характеристиками в разомкнутом измерителе при сильном сигнале возникает смещение оценки

$$\delta\varphi_{\text{треуг max}} \approx 4,2^\circ, \quad |\delta\varphi|_{\text{релейн max}} \approx 4,5^\circ.$$

3.2.5. Влияние узкополосных помех на точность оценки РНП.

Наибольшей помехоустойчивостью к узкополосным помехам обладает измеритель корреляционного типа, на который оказывают влияние лишь помехи, попадающие в его полосу пропускания. При немодулированной («тональной») помехе максимальная ошибка в измерителе с передаточной функцией $\Phi(i\omega)$ равна

$$|\delta\varphi|_{\text{max}} = \text{arctg} [a/(1 - a^2)^{1/2}], \quad a \leq 1, \quad (3.2.4)$$

где $a = (A_{\text{п}} S_{\text{ср}}/2P_{\text{ср}}) |\Phi(i2\pi\Delta f_{\text{п}})|$; $A_{\text{п}}$ и $\Delta f_{\text{п}}$ — амплитуда помехи и разность частот помехи и сигнала;

$$S_{\text{ср}} = \left(\frac{1}{T_M} \right) \int_0^{T_M} S(t) dt, \quad P_{\text{ср}} = \left(\frac{1}{T_M} \right) \int_0^{T_M} S^2(t) dt$$

— средние за период T_M амплитуда и мощность сигнала.

На нелинейный измеритель оказывают влияние все помехи, падающие в полосу пропускания приемника $\Delta f_{\text{пр}}$. При сильной помехе происходит подавление сигнала на нелинейном элементе. При одновременном воздействии узкополосной и широкополосной (нормальной) помех на измеритель с синусно-косинусными характеристиками дискриминаторов максимальное увеличение дисперсии оценки за счет подавления слабого сигнала $k_{\sin-\cos} \approx \pi$.

При дискретной выборке, используемой обычно в ходе цифровой обработки, ошибка (3.2.4) в корреляционном измерителе имеет место при расстройке

$$\Delta f_{\text{п}} = NF_0, \quad N=0, 1, 2, \dots,$$

где F_0 — частота взятия отсчетов. Так как обычно $F_0 > \Delta f_{\text{пр}}$, дискретизация в корреляционном измерителе не приводит к заметному ухудшению его помехоустойчивости.

На нелинейные измерители с дискретной выборкой влияют помехи, имеющие расстройку [95]

$$\Delta f_{\text{п}} = (N/M)F_0; \quad M=0, 1, 2, \dots$$

Максимальная ошибка при синусно-косинусных, треугольных и линейных характеристиках дискриминаторов

$$|\delta\varphi|_{\text{max}} = (1/M) \operatorname{arctg} [a^M / (1 - a^M)^{1/2}], \quad a \leq 1.$$

При релейных характеристиках

$$|\delta\varphi|_{\text{max}} = \begin{cases} \pi/M, & M=1, 3, 5, \dots, \quad a=1, \\ \pi/2M, & M=2, 4, 6, \dots \end{cases}$$

Меньшая помехоустойчивость к узкополосным помехам нелинейных измерителей по сравнению с корреляционными является их существенным недостатком.

3.3. Точность оценки РНП при движении в присутствии флюктуационных радиопомех

3.3.1. Точность оценки РНП следящим измерителем. Изменение РНП при движении объекта (самолета или корабля) описывается случайной функцией времени. Эта функция может быть представлена как сумма двух составляющих. Первая составляющая в свою очередь является суммой конечного числа известных функций со случайными коэффициентами и называется детерминированной [91]. Вторая составляющая (недетерминированная) представляет собой нестационарный случайный процесс со стационарными производными.

Детерминированная составляющая соответствует программированному движению объекта (например, полету самолета по заданной трассе), а случайные коэффициенты — неточному знанию

отдельных параметров (например, средней скорости или курса). Недетерминированная составляющая обуславливается влиянием различного рода возмущающих воздействий, таких как изменчивость ветра, турбулентность атмосферы, колебания силы тяги двигателей, влияние морского волнения на движение корабля и т. п.

Статистические характеристики движения кораблей и самолетов имеют много общего [91], хотя природа возмущающих воздействий разная. Для самолетов конкретные численные значения детерминированной и недетерминированной составляющих изменения РНП всегда менее благоприятны с точки зрения обеспечения высокой точности оценки РНП. Поэтому дальнейшее изложение ведется применительно к самолетовождению.

Спектральная плотность недетерминированной составляющей. При полете самолета по заданной трассе с постоянной скоростью закон изменения его координаты $p(t)$ можно представить в виде

$$p(t) = c_0 + c_1(t) + r(t). \quad (3.3.1)$$

Здесь c_0 — случайное начальное значение координаты; c_1 — средняя скорость; $r(t)$ — недетерминированная составляющая изменения координаты.

Спектральная плотность недетерминированной составляющей $S(\omega)$ можно представить в виде [91]

$$S(\omega) = 2\beta\sigma_c^2/\omega^2(\omega^2 + \beta^2) + 2a\sigma_a^2/\omega^4(\omega^2 + \alpha^2). \quad (3.3.2)$$

Здесь первое слагаемое обуславливается влиянием изменчивости ветра, второе — случайной составляющей ускорения; σ_a^2 — дисперсия ускорения объекта; σ_c^2 — дисперсия скорости ветра на данной высоте полета;

$$\beta = (k_s^2 v_0 + k_t^2) / 7200 \sigma_c \quad [1/c].$$

Коэффициенты k_s и k_t определяют соответственно пространственную и временную изменчивость ветра. В [91] даны значения k_s и k_t в зависимости от условий полета. Обычно $0,7 \leq k_s \leq 2,3$; $7,5 \leq k_t \leq 9$; $10 \text{ м/с} \leq \sigma_c \leq 25 \text{ м/с}$; v_0 — скорость полета (км/ч). При этом обычно $3 \cdot 10^{-4} [1/c] \leq \beta \leq 5 \cdot 10^{-2} [1/c]$. В [91] также указан порядок аналогичных величин, вызываемых неучитываемыми морскими течениями: $\sigma_c = 0,2 - 0,5 \text{ м/с}$; $\beta = (0,5 - 2) \cdot 10^{-5} [1/c]$.

Второе слагаемое в (3.3.2) зависит от дисперсии ускорения объекта σ_a^2 и параметра α , имеющего размерность $1/c$.

Изменчивость ускорения обуславливается влиянием различного рода возмущающих факторов на движение объекта. Источником флуктуаций являются шумы в системе управления движущимся объектом, возникающие из-за погрешностей навигационных приборов, показания которых используются непосредственно в процессе управления, маневрирования, вызванного непредвиденной обстановкой на трассе движения, и др. Анализ показывает, что в этом случае величина σ_a^2 может быть оценена по формуле

$$\sigma_a^2 \approx \alpha^2 v_0^2 (\sigma_g / 57,3)^2, \quad (3.3.3)$$

где σ_ϕ — среднеквадратическое значение угла рыскания при движении объекта по трассе (град); v_0 — скорость (м/с).

При этом параметр α зависит от типа движущегося объекта и режима его движения. Применительно к самолетовождению обычно рекомендуются следующие значения этого параметра $\alpha = 1/60$ [1/с] — для полета с медленными разворотами, $\alpha = 1/20$ [1/с] — для противострельбового маневра, $\alpha = 1$ [1/с] — для учета влияния атмосферной турбулентности.

Если РНП представляет собой фазу принимаемого сигнала, ее спектральную плотность можно определить по формуле

$$S_1(\omega) = p_0^2 S(\omega). \quad (3.3.4)$$

Здесь

$$p_0 = (2\pi/\lambda) k_r = 2\pi f k_r / c. \quad (3.3.5)$$

Коэффициент k_r учитывает скорость изменения фазы или времени прихода сигнала при движении объекта в направлении, составляющим угол ϕ с вектором распространения радиоволн. Очевидно, $k_r = |\cos \phi|$.

Если РНП является разностью времен прихода сигналов, выраженной в микросекундах, то $p_0 = k_r / 300$.

Точность оценки РНП на движущемся объекте следящим измерителем. Если следящий измеритель осуществляет оценку параметра, закон изменения которого определяется статистическими характеристиками (3.3.1), (3.3.2), (3.3.4) движения объекта, на него воздействует также белый шум, спектральная плотность которого дана выше (см. (1.5.35), (1.5.37), (1.5.44), (1.5.49)). Если $\Phi(i\omega)$ — передаточная функция системы, то дисперсия σ^2 оценки радионавигационного параметра p в установившемся режиме будет [17]

$$\sigma^2 = \sigma_r^2 T_M \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(i\omega)|^2 d\omega + \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) |1 - \Phi(i\omega)|^2 d\omega. \quad (3.3.6)$$

В нашем случае измеряемыми параметрами могут быть время прихода сигнала τ или его фаза ϕ .

Задавшись видом спектральной плотности $S_1(\omega)$, можно определить передаточную функцию системы $\Phi(i\omega)$ или соответствующее значение передаточной функции для ошибки $1 - \Phi(i\omega)$, минимизирующее величину σ^2 [17]. При этом накладывается дополнительное условие несмещенности оценки РНП для детерминированной составляющей определенного вида. Параметры звеньев наилучшего следящего измерителя в этом случае будут связаны сложной зависимостью с многими величинами: σ_r^2 , T_M , σ_c , α , β , σ_a , k_r . Эта зависимость без заметного ущерба для точности (как это будет показано далее) может быть упрощена, если вместо $S(\omega)$ из (3.3.2) использовать следующие выражения [91]

$$S_1(\omega) \approx p_0^2 \frac{(2\beta\sigma_c^2 + 2\sigma_a^2\alpha^{-1})}{\omega^4} = \frac{a_2}{\omega^4}, \quad a_2 = p_0^2 \cdot 2(\beta\sigma_c^2 + \alpha^{-1}\sigma_a^2) \quad (3.3.7)$$

или

$$S_1(\omega) \approx 2\alpha\sigma_a^2 p_0^2 / \omega^6 = a_3 / \omega^6, \quad a_3 = 2\alpha\sigma_a^2 p_0^2. \quad (3.3.8)$$

Тогда наименьшую дисперсию оценки параметра для случаев (3.3.7) и (3.3.8) будут обеспечивать измерители, передаточные функции которых соответственно равны [7, 91]

$$\Phi_2(i\omega) = \frac{\sqrt{2}c_2(i\omega) + c_2^2}{(i\omega)^2 + \sqrt{2}c_2(i\omega) + c_2^2}, \quad c_2 = (a_2/\sigma_\tau^2 T_M^2)^{1/4}; \quad (3.3.9)$$

$$\Phi_3(i\omega) = \frac{2c_3(i\omega)^2 + 2c_3^2(i\omega) + c_3^3}{(i\omega)^3 + 2c_3(i\omega)^2 + 2c_3^2(i\omega) + c_3^3}, \quad c_3 = (a_3/\sigma_\tau^2 T_M^2)^{1/6}. \quad (3.3.10)$$

При этом дисперсии оценок параметров, вычисленные в соответствии с (3.3.6), определяются по следующим формулам:

$$\sigma_2^2 = \sqrt{2} (\sigma_\tau T_M^{1/2})^{3/2} a_2^{1/4}, \quad (3.3.11)$$

$$\sigma_3^2 = 2 (\sigma_\tau T_M^{1/2})^{5/3} a_3^{1/3}. \quad (3.3.12)$$

Подставляя в (3.3.6) выражение для спектральной плотности системы из (3.3.2), получаем значение дисперсии оценки соответственно для системы с передаточной функцией (3.3.9)

$$\sigma_2^2 = \sqrt{2} (\sigma_\tau T_M)^{3/2} a_2^{1/4} \left[\frac{3}{4} + \frac{1}{4} \frac{\alpha^2 c_2^{-2} + \sqrt{2} \alpha c_2^{-1}}{\alpha^2 c_2^{-2} + \sqrt{2} \alpha c_2^{-1} + 1} \frac{2\sigma_a^2 \alpha^{-1}}{a_2} - \frac{1}{4} \frac{\beta^2 c_2^{-2} + 2,12\beta c_2^{-1}}{\beta^2 c_2^{-2} + 2,12\beta c_2^{-1} + 1} \frac{2\beta\sigma_c^2}{a_2} \right].$$

Из последнего уравнения следует, что выражение в квадратных скобках во всем интервале изменения величин βc_2^{-1} и αc_2^{-1} может изменяться в пределах от 0,5 до 1,0. С учетом того, что обычно $\alpha > \beta$, величина в квадратных скобках находится в пределах от 0,75 до 1,0.

Аналогично может быть показано, что для системы с передаточной функцией $\Phi_3(i\omega)$, определяемой выражением (3.3.10), дисперсия оценки при изменении βc_3^{-1} и αc_3^{-1} во всем возможном интервале значений при условии $\alpha > \beta$ будет изменяться еще меньше. Поэтому точность измерения РНП на движущемся объекте может быть оценена по формуле (3.3.11) или (3.3.12).

Точность оценки времени прихода сигнала в РНС. Согласно (1.5.21) и (1.5.35) дисперсия оценки времени прихода сигнала с немодулированной несущей по одному интервалу накопления ($M=1$) и при условии, что $\kappa \approx 1$, будет равна

$$\sigma_\tau^2 = \frac{N_0}{\omega^2 S^2 \tau_{\Pi}} = \frac{\sigma_{\Pi}^2 10^{12}}{\omega^2 S^2 \tau_{\Pi} \Delta f_{\Pi p}} [\text{мкс}^2].$$

Здесь S — амплитуда сигнала на выходе приемника; τ_{Π} — время его приема в течение одного цикла длительностью T_M ; σ_{Π}^2 —

дисперсия шума на выходе приемника, $\Delta f_{\text{пр}}$ — полоса шумов приемника. Тогда величина $\sigma_{\tau}^2 T_M$, входящая в выражения для дисперсии оценки времени прихода сигнала, будет равна

$$\sigma_{\tau}^2 T_M = \frac{\sigma_{\text{п}}^2 T_M 10^{12}}{\omega^2 S_{\text{п}}^2 \Delta f_{\text{пр}}} = \frac{10^{12}}{\omega^2 2q^2 \Delta f_{\text{пр}} \gamma} \text{ [мкс}^2 \cdot \text{с]}, \quad (3.3.13)$$

где $\gamma = \tau_{\text{п}}/T_M$ — скважность; q — отношение сигнал/шум, равное $S/\sqrt{2} \sigma_{\text{п}}$.

Рассмотрим ряд примеров. Пусть самолет летит со скоростью 1500 км/ч со среднеквадратическим значением угла рыскания $\sigma_v = 1,5^\circ$. Предположим, что $\beta = 1 \cdot 10^{-3}$ [1/с], $\sigma_c = 20$ м/с, $\alpha = 0,05$ [1/с], $k_r = 0,5$. Тогда из (3.3.5) имеем $\rho_0 = 0,5/300 = 1/600$ мкс $^{-1}$.

Далее, из (3.3.3) следует

$$\sigma_a = a v_0 \sigma_v / 57,3 = 0,545 \text{ м/с}^2.$$

Поэтому согласно (3.3.7) получим $a_2 = 3,52 \cdot 10^{-5}$ мкс $^2/\text{с}^3$.

Пример 1. Оценка точности времени прихода сигналов в ФРНС «Омега». Предположим, что $\Delta f_{\text{пр}} = 20$ Гц и $q = 1/3$. Имеем также $f_{\tau} = 10200$ Гц, $\gamma \approx 0,1$ (см. рис. 2.3.2). Тогда из (3.3.11) с учетом (3.3.13) и вычисленного значения a_2 получим

$$\sigma = \sqrt[4]{2} \frac{a_2^{1/8} (10^6)^{3/4}}{[2\pi f_{\tau} q \sqrt{2} \Delta f_{\text{пр}} \gamma]^{3/4}} = \frac{\sqrt[4]{2} (3,52 \cdot 10^{-5})^{1/8} (10^6)^{3/4}}{(2\pi \cdot 10200 \cdot 1/3 \sqrt{2} \cdot 20 \cdot 0,1)^{3/4}} = 3,51 \text{ мкс}.$$

Пример 2. Оценка точности времени прихода сигналов в ФРНС «Декка».

В этом случае $\gamma = 1$. Примем $q = 1$, $\Delta f_{\text{пр}} = 50$ Гц, среднее значение частоты сигнала $f \approx 100\,000$ Гц. В этом случае, полагая, что a_2 такое же, как в предшествующем примере, получим $\sigma = 0,083$ мкс.

Точность оценки разности времен прихода должна быть вычислена по формуле (1.5.54).

Точность оценки времени прихода сигналов в ФРНС «Лоран-С». В соответствии с изложенным в п. 2.4.5 примем, что импульсная огибающая одиночного импульса сигнала на выходе приемника не отличается от огибающей сигнала на входе (2.4.1).

Тогда при оценке времени прихода по фазе высокочастотного заполнения из (1.5.35) получим

$$\sigma_{\tau}^2 T_M = \frac{\sigma_{\text{п}}^2 T_M \cdot 10^{12}}{8 S_{\text{п}}^2 (\tau_0) \omega^2} \text{ [мкс}^2 \cdot \text{с]}.$$

Здесь $T_M = 0,1$ с — максимально возможное значение периода повторения в ФРНС «Лоран-С», $S_{\text{п}}(\tau_0)$ — значение огибающей сигнала в точке оценки ($\tau_0 = 30$ мкс):

$$S_{\text{п}}(\tau_0) = S_0 (\tau_0/70)^2 e^2 \exp(-2\tau_0/70) = 0,576 S_0;$$

$\omega = 2\pi f$ — угловая частота несущей. Коэффициент $1/8$ учитывает наличие пачки из 8 импульсов в одном периоде повторения (см. п. 2.4.2).

При оценке времени прихода по огибающей следует исходить из формулы (1.5.46). При этом применительно к виду огибающей (2.4.1) необходимо вычислить следующие параметры:

$$c_1 = -\frac{S'(\tau_0)}{S(\tau_0)} = 2 \left(\frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_n} \right) = 3,81 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1},$$

$$1 - S''(\tau_0) S(\tau_0) / c_1^2 S^2(\tau_0) = 2 / c_1^2 \tau_0^2.$$

Для вычисления β_{H}^2 предположим, что амплитудно-частотная характеристика приемника $|k(f)|^2$ имеет форму

$$|k(f)|^2 = \begin{cases} k_0^2 & \text{для } f_0 - \Delta f/2 \leq f \leq f_0 + \Delta f/2, \\ 0 & \text{для других } f. \end{cases}$$

Здесь Δf — полоса пропускания приемника. Тогда согласно (1.5.47) получим

$$\beta_{\text{H}}^2 = \frac{\int_0^{T_M} |H'(t)|^2 dt}{\int_0^{T_M} |H(t)|^2 dt} = \frac{\int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} (2\pi f)^2 |k(f)|^2 df}{\int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} |k(f)|^2 df} = \frac{\pi^2}{3} \Delta f^2.$$

Поэтому из (1.5.46) следует

$$\sigma_{\tau}^2 T_M = \frac{\sigma_{\text{H}}^2 (1 + \beta_{\text{H}}^2 / c_1^2) \tau_0^4 c_1^2 T_M}{8 \cdot 4 S_{\text{H}}^2(\tau_0)} = \frac{(1 + \beta_{\text{H}}^2 / c_1^2) T_M \tau_0^4 c_1^2}{64 (0,576)^2 q^2} [\text{мкс}^2 \cdot \text{с}].$$

Пусть $q=1/3$, $M=\kappa=1$, $\Delta f=25$ кГц. Допустим, что статические характеристики движения здесь аналогичны принятым в примерах, рассмотренных применительно к фазовым системам, т. е. $a_3=3,52 \cdot 10^{-5}$ мкс²/с³. Тогда в соответствии с (3.3.11) получим среднеквадратические значения ошибок измерения времен прихода по фазе ($\sigma_{\tau\varphi}$) и по огибающей ($\sigma_{\tau 0}$): $\sigma_{\tau\varphi} = 0,24$ мкс; $\sigma_{\tau 0} = 1,85$ мкс.

Обеспечение наилучшей оценки РНП в реальных условиях. Из (3.3.11) и (3.3.12) следует, что наивысшую точность обеспечивают измерители, параметры которых выбраны в зависимости от внешних условий: отношения сигнал/шум q и статистических характеристик движения. Эти параметры в условиях эксплуатации испытывают значительные изменения. Наибольшее влияние, как это следует из (3.3.11) и (3.3.12), оказывает изменение σ_{τ} , а следовательно, величина q . Поэтому параметры измерителя следует автоматически изменять в зависимости от величины отношения сигнал/шум [54].

3.3.2. Точность оценки РНП разомкнутым измерителем при движении. В п. 1.5.4 было показано, что при одном и том же времени накопления точ-

ность оценки фазы в квадратурной схеме и по характерной точке одинаковая. Допустим, что в дискретные моменты времени с периодом T_M , равным времени накопления, по алгоритму (1.5.10) измеряется фаза принятого сигнала. Очевидно, что закон ее изменения зависит от статистических характеристик движения, рассмотренных в п. 3.3.1. Дисперсия оценки σ_φ^2 за время T_M должна определяться выражениями (1.5.49), (1.5.44), (1.5.37) и (1.5.35), которые были использованы выше для вычисления наивысшей точности оценки следящим измерителем. Поэтому наивысшая точность оценки фазы разомкнутым измерителем может быть достигнута посредством фильтрации результатов измерений фазы фильтром с передаточной функцией $\Phi(i\omega)$, найденной по формуле (3.3.9) или (3.3.10).

Таким образом, результаты, полученные в п. 3.3.1 для следящего измерителя, полностью могут быть отнесены к разомкнутому измерителю.

После фазовых дискриминаторов в квадратурных каналах могут быть установлены идентичные фильтры нижних частот. Так, например, в приемоиндикаторах ФРНС «Декка» в качестве таких фильтров используются обыкновенные однозвенные интегрирующие RC -цепи (экспоненциальные накопители).

Компоненты сигнальной функции, как следует из (1.5.31) и (1.5.31а), пропорциональны $\cos(\omega_H\tau + \varphi_0)$ и $\sin(\omega_H\tau + \varphi_0)$. Здесь ω_H — частота опорного сигнала; φ_0 — некоторая начальная фаза. Величина τ , зависящая от изменяющегося при движении времени прихода сигнала, равна

$$\tau = \tau_0 + v\tau'/c.$$

Здесь c — скорость света; τ_0 — некоторое начальное значение τ ; v — составляющая скорости движения объекта вдоль линии распространения. Следовательно, компоненты сигнальной функции будут пропорциональны величинам

$$\cos(\omega_H\tau + \varphi_0) = \cos[2\pi(v/\lambda_H)\tau' + \varphi'_0]$$

и

$$\sin(\omega_H\tau + \varphi_0) = \sin[2\pi(v/\lambda_H)\tau' + \varphi'_0].$$

Здесь $\lambda_H = c/f_H$. Таким образом через накопительные фильтры квадратурных каналов будут проходить сигналы, изменяющиеся с частотой $F_d = v/\lambda_H$. Поэтому при прохождении накопительных фильтров фаза гармонических составляющих квадратурных компонент получит дополнительный сдвиг, что приведет к смещению оценки. Предположим, что за время, равное $(3-5)\tau_n$ (τ_n — постоянная времени накопителей), скорость объекта изменяется незначительно. Тогда фазовый сдвиг в накопителях и соответственно смещение оценки будут равны

$$\delta\varphi_c = \arctg F_d\tau_n.$$

В радионавигации могут быть допущены лишь малые величины ошибок, поэтому $\delta\varphi_c \ll 1$. Следовательно,

$$\delta\varphi_c \approx 2\pi F_d\tau_n [\text{рад}] = F_d\tau_n [с. ц.] = v\tau_n/\lambda_H.$$

Таким образом, величина ошибки, вызываемая экспоненциальными накопителями, численно равна фазовой длине пути, проходимого объектом за время, равное τ_n . Так как $\delta\varphi_c$ не может превышать нескольких с. ц., то τ_n должно быть в несколько десятков раз меньше величины λ/v ; обычно $\tau_n \leq 1-2$ с. По-

этому сделанное выше допущение о малом изменении скорости движения объекта за время, равное $(3-5)\tau_n$, справедливо.

Амплитуда сигналов на выходе накопителей будет уменьшаться в $[1 + (2\pi F_d \tau_n)^2]^{1/2}$ раз. Эта величина практически равна единице, что следует из условия $\delta\varphi_c \ll 1$. Поэтому флюктуационная составляющая ошибки, вызванная радиопомехами, не изменяется под влиянием движения объекта.

3.3.3. Точность оценки РНП при измерении разности фаз двух сигналов. В приемоиндикаторах РНС с измерением фазы на частотах биений (см. § 2.2), приемоиндикаторах ФРНС с частотной селекцией при измерении разности фаз на частоте, равной кратному значений частот принимаемых сигналов (см. п. 2.1.4), и в некоторых других случаях разность фаз принимаемых сигналов, т. е. РНП, измеряется непосредственно. В п. 1.5.5 рассмотрен двухканальный измеритель, обеспечивающий наилучшую оценку измеряемой разности фаз. Этот измеритель, в отличие от измерителя фазы, в качестве основного элемента содержит устройство (или устройства), вычисляющие функцию корреляции выходных напряжений двух каналов. Поэтому, как и для измерителя фазы, в качестве фазочувствительного элемента здесь должен быть применен перемножитель. Очевидно, что измеритель РНП может быть следящего и разомкнутого типов (см. п. 1.5.5).

Измерители с векторомерными фазовыми дискриминаторами. Приведенный в п. 1.5.5 алгоритм (1.5.61) можно преобразовать следующим образом:

$$\hat{\varphi} = \arctg \frac{\int_0^{T_n} x_A(t) x_{1B}(t) dt}{\int_0^{T_n} x_A(t) x_B(t) dt} = \frac{\int_0^{T_n} \{[x_A(t) + x_{1B}(t)]^2 - [x_A(t) - x_{1B}(t)]^2\} dt}{\int_0^{T_n} \{[x_A(t) + x_B(t)]^2 - [x_A(t) - x_B(t)]^2\} dt} \quad (3.3.14)$$

Здесь $x_A(t)$ и $x_B(t)$ — напряжения смеси сигнала и помехи на выходе обоих каналов, сигнал x_{1B} получен в результате изменения фазы несущего колебания $x_B(t)$ на $\pi/2$, T_n — время наблюдения. Легко видеть, что в (3.3.14) величины в числителе и знаменателе пропорциональны выходным сигналам двух векторомерных дискриминаторов с квадратичными детекторами и сигналами $x(t)$ и $x'(t)$, взаимно смещенными на 90° . Аналогичная схема, но с линейными амплитудными детекторами применена в некоторых приемоиндикаторах РНС «Декка» [30]. Применение в векторомерном дискриминаторе линейных амплитудных детекторов вполне допустимо. Действительно, как при больших, так и при малых отношениях сигнал/шум поведение линейного и квадратичного детекторов приблизительно одинаково [92]. Таким образом, векторомерный фазовый дискриминатор с линейными детекторами обеспечивает получение выходного сигнала, аналогичного сигналу дискриминатора с квадратичными детекторами при крайних значениях отношения сигнал/шум. Поэтому можно ожидать, что и при промежуточных его значениях применение линейных детекторов не приведет к заметному ухудшению по сравнению с квадратичными. Это предположение было подтверждено экспериментально для сигналов с немодулированной несущей.

Полагая, что нормированные частотные характеристики приемных каналов одинаковые: $k_1(\omega) = k_2(\omega) = k(\omega)$, из (1.5.56) получаем

$$\sigma^2_{\tau} T = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{q^2_1} + \frac{1}{q^2_2} + \gamma_{\pi} \frac{1}{q^2_1 q^2_2} \right) \frac{1}{\Delta f_{\text{пр}}}, \quad (3.3.15)$$

где

$$\Delta f_{\text{пр}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |k(\omega)|^2 d\omega$$

— полоса шумов приемного устройства,

$$\gamma_{\pi} = \frac{1}{2\pi \Delta f_{\text{пр}}} \int_{-\infty}^{\infty} |k(\omega)|^4 d\omega. \quad (3.3.16)$$

Коэффициент γ_{π} зависит от формы амплитудно-частотной характеристики приемного устройства $|k(\omega)|$. Соответственно для амплитудно-частотных характеристик, имеющих столбобразную форму, гауссову и форму АЧХ одиночного резонансного контура, коэффициент $\gamma_{\pi} = 1$, $1/\sqrt{2}$ и $1/2$ [92]. Подставляя (3.3.15) в соответствующие выражения п. 3.3.1 или п. 3.3.2, можно получить дисперсии оценки разности фаз двухканальными измерителями РНП. Однако для вычисления коэффициента k_r теперь должно быть применено выражение

$$k_r = |\cos \theta|.$$

Здесь θ — угол между геодезической линией, соединяющей объект и середину базы, и вектором скорости объекта.

Оценка РНП в приемоиндикаторах РНС с измерением разности фаз на частотах биений. В сигналах, излучаемых передающими станциями РНС с измерением разности фаз на частотах биений, полезная информация заключена не в фазе несущего колебания, а в фазе модулирующего колебания или в фазе биений (см. § 2.2).

Полезный эффект здесь получают в результате детектирования принимаемой смеси. Полезный сигнал — колебание звуковой частоты затем фильтруется полосовым фильтром звуковых частот с полосой шумов ΔF . Протектированные и отфильтрованные сигналы поступают на двухканальный измеритель разности фаз (РНП). Следовательно, дисперсия оценки РНП в этом случае может быть вычислена с использованием формулы (3.3.15). Однако при этом надо определить отношения сигнал/шум q_1 и q_2 для низкочастотных сигналов.

В [92] применительно к амплитудным линейным детекторам дана следующая формула для определения отношения сигнал/шум:

$$q = \frac{\varphi_3(q_0, m)}{\sqrt{\varphi_1(q_0, m) + \gamma'_{\pi} \varphi_2(q_0, m)}} \sqrt{\frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta F}}. \quad (3.3.17)$$

При этом сигнал предполагается заданным выражением

$$s(t) = S_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t.$$

Далее

$$q_0 = S_0 / \sqrt{2} \sigma_{\text{п}}, \quad \varphi_3(q_0, m) = \alpha m q_0 - 2e^{-\alpha q_0} I_1(\alpha m), \quad \alpha = (2/\pi)^{1/2} = 1,128,$$

$$\varphi_2(q_0, m) = 1,5e^{-\alpha q_0} I_0(\alpha m q_0) - 0,5e^{-3\alpha q_0} I_0(3\alpha m q_0),$$

$$\varphi_1(q_0, m) = \frac{8}{\pi} [1 - \varphi_2(q_0, m)],$$

$$\gamma'_{\text{п}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |k(\omega_1)|^2 |k(\Omega + \omega_1)|^2 d\omega_1}{\int_{-\infty}^{\infty} |k(\omega)|^2 d\omega}.$$

Здесь I_0 и I_1 — бesselевы функции 1-го рода от мнимого аргумента соответственно нулевого и первого порядков.

Если $q_0 \geq 2$, то

$$q \approx (m q_0 / \sqrt{2}) \sqrt{\Delta f_{\text{п}} / \Delta F}. \quad (3.3.18)$$

Обычно полоса пропускания приемника существенно превышает частоту информационного сигнала $F = \Omega / 2\pi$. Тогда коэффициент $\gamma'_{\text{п}} \approx \gamma_{\text{п}}$ (см. (3.3.16)). В том случае, когда сигнал

$$s(t) = S_{01} \cos(\omega t + \varphi_1) + S_{02} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_2], \quad (3.3.19)$$

для определения q , как может быть показано, при расчетах дисперсии оценки РНП с известным приближением можно пользоваться формулами (3.3.17) или (3.3.18), при этом в выражение для q_0 надо подставлять значение большей из амплитуд составляющих сигнала (3.3.19), а вместо m — отношение меньшей амплитуды к большей.

МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЭВМ В ЦИФРОВЫХ ПРИЕМОИНДИКАТОРАХ

4.1. Принципы построения современных приемоиндикаторов с применением ЭВМ

4.1.1. Основные тенденции в развитии современных приемоиндикаторов. В предшествующих главах были рассмотрены способы построения приемоиндикаторов наиболее распространенных систем вычисления координат фазовым методом. Было показано, что для определения местоположения объекта в приемоиндикаторах необходимо выполнить значительное количество сложных операций по обработке принятых сигналов, таких, как прием и усиление сигналов, синхронизация, поиск, измерение РНП, фильтрация полученных результатов, преобразование координат и др. Для выполнения каждой из этих операций требовалось ввести в приемоиндикатор соответствующее, часто довольно сложное устройство. Поэтому стоимость приемоиндикаторов была достаточно высока.

Быстрые темпы развития микроэлектроники и малогабаритных цифровых вычислителей на ее основе позволили по-новому подойти к вопросу создания приемоиндикаторов: все операции обработки сигналов оказалось возможным переложить на одно устройство: ЭВМ (см. § 2.3 и 2.4). В этом случае приемоиндикатор, в сущности состоит из двух устройств: приемника (усилителя радиотехнических сигналов) и ЭВМ [96]. Выполнение многочисленных функций по обработке сигналов теперь обеспечивается программным способом, поэтому в составе приемоиндикаторов отсутствуют узкоспециализированные радиотехнические устройства, предназначенные для решения частных задач.

Теоретические и практические вопросы разработки и эксплуатации обеих составных частей приемоиндикаторов (приемных устройств и ЭВМ) излагаются в современной технической литературе. Поэтому в данной главе основное внимание уделяется вопросам дискретной обработки радионавигационной информации с применением ЭВМ.

Дадим определение используемых ниже терминов.

— *Дискретизатор* — устройство, осуществляющее операцию дискретизации, т. е. получение сигнальной выборки и преобразование ее в цифровой код (ключ, АЦП и т. д.).

— *Частота дискретизации* — частота снятия отсчетов; период дискретизации — длительность интервала времени между двумя отсчетами.

— *Момент дискретизации* — время получения сигнальной выборки.

— *Дискретное время* — время, отсчитываемое в целых величинах периода дискретизации.

— *Момент (дискретного) времени* — текущее значение дискретного времени.

— *Цифровая фильтрация* — процесс вычисления по алгоритму, посредством которого один дискретизированный сигнал преобразуется в другой (входной сигнал в выходной) [97]. Этот процесс осуществляется с помощью цифрового фильтра.

— *Цифровой преобразователь* — преобразователь, в котором цифровая фильтрация выполняется с помощью ЭВМ.

Все вычисления в ЭВМ преобразователя выполняются в реальном времени. При этом разделение процессов вычислений, выполняемых по разным алгоритмам, обеспечивается, как правило, разделением во времени (программным способом или чаще системой приоритетных прерываний). Обычно каждому алгоритму соответствует присущий только ему период дискретизации и, следовательно, свое дискретное время. Более того, по программе период дискретизации может изменяться.

Различие периодов дискретизации объясняется спектральным составом сигналов и динамическими характеристиками определяемых параметров. Далее в связи с изучением различных алгоритмов будут введены соответствующие им периоды дискретизации и дискретное время:

— T_d , k или ν — для алгоритма накопления сигнальных выборок;

— τ , q или r — для алгоритма восстановления сигналов по сигнальным выборкам. (Периоды T_d и τ в отдельных случаях могут совпадать.);

— T_m или T_c , k — для алгоритма согласованной фильтрации и вычисления корреляционных функций;

— T , n — для алгоритмов оценки координат или радио-навигационных параметров.

4.1.2. Оптимальный цифровой преобразователь. Применение ЭВМ в составе преобразователя позволяет оптимизировать процедуру получения навигационных данных. Современная теория оценки параметров движущегося объекта основана на понятии состояния динамической системы [98—100]. Состояние системы, являющейся в рассматриваемом случае объектом (например, самолетом), определяется минимальной совокупностью величин, описывающей поведение динамической системы в настоящем и будущем в предположении, что возмущающие воздействия (внешние силы), оказывающие влияние на систему, известны.

В навигации движение объекта (динамической системы) описывается дифференциальным стохастическим уравнением (обычно ли-

нейным), называемым уравнением состояния

$$d\vartheta/dt = \mathbf{F}(t)\vartheta(t) + \mathbf{u}(t). \quad (4.1.1)$$

Здесь $\mathbf{F}(t)$ — так называемая матрица состояний порядка $(k_1 \times k_1)$, учитывающая динамические характеристики объекта. Если бы на объект начиная с момента времени $t=t_0$ внешние воздействия не оказывали влияния, то матрица $\mathbf{F}(t)$ позволяла бы полностью рассчитать закон изменения координат объекта при $t \geq t_0$; $\vartheta(t)$ — k_1 -мерный вектор состояния; $\mathbf{u}(t)$ — k_1 -мерный вектор случайных возмущающих воздействий, учитывающий влияние воздействующих на объект шумов, например изменчивость ветра, турбулентность атмосферы, шумы в системе управления движущимся объектом и т. п.

Выражение (4.1.1) представляет собой векторную форму записи системы дифференциальных уравнений, описывающих движение объекта. Компонентами вектора состояния $\vartheta(t)$ в нашем случае являются координаты движущегося объекта и их производные, например широта, долгота, курс, а также их производные. Если порядок системы дифференциальных уравнений по данному параметру равен r , то состояние динамической системы будет определяться самим параметром и $(r-1)$ -й его производной.

При использовании цифровых методов обработки информации дифференциальное уравнение (4.1.1) заменяется разностным, являющимся его дискретным эквивалентом (так называемым выборочным вариантом):

$$\vartheta(n+1) = \Phi(n)\vartheta(n) + \mathbf{v}(n), \quad (4.1.1a)$$

где матрица $\Phi(n)$ — аналог матрицы $\mathbf{F}(t)$, вектор $\mathbf{v}(n)$ — аналог вектора $\mathbf{u}(t)$, n — дискретное время.

Здесь состояние объекта определяется k_1 -мерным вектором состояния $\vartheta(n+1)$. Некоторыми компонентами этого вектора являются координаты объекта в моменты дискретизации, которые, как уже указывалось в гл. 1, функционально связаны с радионавигационными параметрами (РНП), закодированными в сигналах РНС

Однако для штурмана навигационные данные, такие как координаты и их производные, являющиеся составляющими вектора $\vartheta(n)$, значительно более полезны, чем НП или РНП. Иными словами, $\vartheta(n)$ — это вектор оцениваемых (т. е. подлежащих оценке) параметров. Оценка этого вектора осуществляется в приемоиндикаторе с помощью обработки смеси принимаемых сигналов и радиопомех. В общем виде связь между результатами наблюдения за выходными сигналами (выходными эффектами) приемников и параметрами, подлежащими оценке, описывается так называемым уравнением наблюдения (или выходным уравнением системы), которое в дискретной форме (в выборочном варианте) имеет вид

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{f}[\vartheta(n)] + \mathbf{e}(n). \quad (4.1.2)$$

Здесь $\mathbf{x}(n)$ — k_2 -мерный вектор измерений (наблюдений); $\mathbf{f}[\vartheta(n)]$ — известная векторная функция вектора параметров

$\Phi(n)$ *); $e(n)$ — вектор шумов, накладывающихся на результаты наблюдений.

Векторное уравнение (4.1.2) — это компактная форма записи k_2 нелинейных уравнений. Пусть, например, в результате последовательно выполняемых измерений определены разности фаз ведущей и ведомых станций — компоненты вектора измерений. Эти разности фаз являются известными нелинейными функциями координат объекта, т. е. вектора состояния $\Phi(n)$. Очевидно, число уравнений k_2 , связывающих $x(n)$ и $\Phi(n)$, будет равно числу ведомых станций. При этом $e(n)$ — вектор случайных составляющих ошибок измерений разностей фаз. В общем случае $f[\Phi(n)]$ представляет собой совокупность сигнальных составляющих выходного эффекта приемника, соответствующих сигналам всех принимаемых станций: $f_1[\Phi(n)]$, $f_2[\Phi(n)]$, ..., $f_{k_2}[\Phi(n)]$.

Алгоритм, обеспечивающий наилучшую в смысле минимума среднеквадратической ошибки оценку $\hat{\Phi}(n)$ вектора параметров $\Phi(n)$, называется фильтром Калмана для линеаризованной нелинейной системы, описываемой уравнениями (4.1.1а) и (4.1.2). В [99] приведено следующее выражение для этого алгоритма:

$$\hat{\Phi}(n+1) = \Phi(n) \hat{\Phi}(n) + K(n) \Psi(n), \quad (4.1.3)$$

где

$$\Psi(n) = x(n) - f[\hat{\Phi}(n)] = x(n) - H(n) \hat{\Phi}(n). \quad (4.1.4)$$

По существу, уравнения (4.1.3) и (4.1.4) описывают поведение многомерной следящей системы. Здесь $\Psi(n)$ — вектор выходных сигналов дискриминаторов; $\hat{\Phi}(n)$ — вектор оценок; матричный коэффициент усиления:

$$K(n) = \Phi(n) P(n) H(n)^T [H(n) P(n) H(n)^T + R_2]^{-1}, \quad (4.1.5)$$

$P(n)$ — ковариационная матрица оценок вектора $\Phi(n)$;

$$P(n) = [\Phi(n) - K(n) H(n)] P(n) [\Phi(n) - K(n) H(n)]^T + R_1 + K(n) R_2 K(n)^T. \quad (4.1.5a)$$

Далее

$$H(n) = \|H_{ij}\| = \|\partial f_i(\Phi) / \partial \Phi_j\|. \quad (4.1.6)$$

Матрицы R_1 и R_2 — ковариации векторов $v(n)$ и $e(n)$:

$$R_1 = E\{v(n)v^T(n)\}, \quad R_2 = E\{e(n)e^T(n)\}. \quad (4.1.7)$$

Знак « T » означает транспонирование матрицы; $E\{\cdot\}$ — математическое ожидание.

Следовательно, наилучшая оценка вектора состояния и соответственно навигационных данных осуществляется линейной динамической системой. На ее вход в каждый момент дискретного вре-

* Составляющие вектора $f[\Phi(n)]$ являются функциями составляющих вектора $\Phi(n)$.

мени поступает отклонение последнего измерения $x(n)$ от вычисленного значения выходной величины $f[\hat{\vartheta}(n)]$, т. е., вектор $\psi(n)$ (4.1.4).

Разностное уравнение (4.1.3) имеет следующий физический смысл: оптимальную оценку $\hat{\vartheta}(n+1)$ вектора состояния получают добавлением к экстраполированной предыдущей оптимальной оценке $\Phi\hat{\vartheta}(n)$ взвешенной разности между вектором измерений $x(n)$ и вычисленным по предыдущим оценкам вектором $f[\hat{\vartheta}(n)]: K(n)[x(n) - f[\hat{\vartheta}(n)]]$.

Матричный коэффициент усиления $K(n)$ определяется ковариационной матрицей оценок, которая в свою очередь вычисляется по рекуррентным формулам (4.1.5) и (4.1.5а) в предположении, что $P(0) = R_0$, где R_0 — ковариационная матрица начальных значений вектора состояния $\vartheta(0)$. В качестве начального значения $\vartheta(0)$ следует принять математическое ожидание вектора состояния или какое-либо другое его наиболее вероятное значение.

При вычислении наилучшей оценки по приведенным алгоритмам точность оценки при прочих равных условиях будет тем выше, чем больше отношение сигнал/шум на выходе приемника. Наилучшее отношение сигнал/шум достигается в случае согласованной фильтрации или корреляционного приема.

Поэтому для наилучшей оценки вектора состояния в преиндикаторе необходимо выполнить следующие операции:

— принимаемый сигнал должен быть подвергнут согласованной фильтрации (или следует реализовать корреляционный прием) (см. § 1.5).

— выходной эффект оптимального приемника дискретизируется по времени и по амплитуде, причем процессу дискретизации может сопутствовать операция сглаживания (накопления), являющаяся подготовкой массива данных для дальнейших вычислений;

— дискретизированные значения выходного эффекта сравниваются с дискретизированными значениями ожидаемого сигнала, вычисленными по экстраполированным на момент измерения значениям измеряемых параметров, в результате чего формируется вектор $\psi(n)$;

— затем по рекуррентным формулам, приведенным выше, определяется наилучшая оценка вектора состояния.

Как уже было указано, современные цифровые преиндикаторы выполняются по схеме: аналоговая часть (датчик радиосигналов — приемник) и ЭВМ. Конкретные варианты исполнения аппаратуры определяются тем, где проходит граница раздела между аналоговой частью и ЭВМ. На практике предложено множество вариантов. Рассмотрим два крайних случая.

1. Дискретизатор (АЦП) подключен к выходу приемника. В ЭВМ вводятся дискретизированные выборочные значения сигнала (рис. 4.1.1,а). Таким образом, граница раздела между ЭВМ и

аналоговой частью проходит непосредственно после приемника. Программа вычислений обеспечивает согласованную фильтрацию, вычисление вектора $\psi(n)$ и реализует дискретный фильтр Калмана. В этом случае обратная связь от ЭВМ к аналоговому датчику физически не существует: она обеспечивается программным способом. Этот тип приемоиндикатора и примененный в нем метод обработки сигнала в дальнейшем называется *разомкнутым*. Следующий параграф посвящен алгоритмам обработки сигнала этим методом.

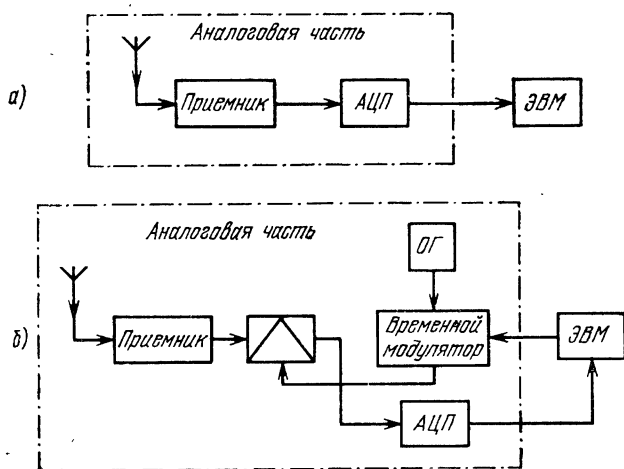


Рис. 4.1.1. Варианты цифровых приемоиндикаторов:
а — разомкнутый; б — замкнутый.

2. Корреляторы, обеспечивающие согласованную фильтрацию, дискриминаторы, временные модуляторы — аналоговые. Дискриминатор (АЦП) включается после дискриминатора (рис. 4.1.1,б). На выходе АЦП образуется вектор $\psi(n)$. Компоненты этого вектора вводятся в ЭВМ, которая, реализуя алгоритм цифровой фильтрации, выдает сигналы, управляющие временными модуляторами. Таким образом, в этом варианте граница раздела между ЭВМ и аналоговой частью проходит по выходным сигналам дискриминаторов и по управляющим сигналам временных модуляторов. Очевидно, что в данном случае ЭВМ оказывается включенной в цепь обратной связи управления временной задержкой опорных сигналов. Поэтому этот вариант далее называется замкнутым.

Замкнутый вариант приемоиндикаторов на различных примерах рассмотрен в пп. 2.3.6 и 2.4.5. Другие варианты приемоиндикаторов — переходные формы между разомкнутым и замкнутым вариантами.

4.2. Алгоритмы оценки фазы и времени прихода сигнала в разомкнутых цифровых преобразователях

4.2.1. Математическое описание сигналов. Узкополосный радиотехнический сигнал $z(t)$ может рассматриваться как комплексный (см. п. 1.5.1): $z(t) = s(t) + is_1(t)$. Как известно, $s(t)$ и $s_1(t)$ связаны между собой преобразованиями Гильберта. Узкополосный сигнал с известным приближением является сигналом с финитным, т. е. с ограниченным спектром [101]. Сигнал пригодный для определения координат фазовым методом, является узкополосным периодическим. Поэтому его можно представить в виде суммы Фурье

$$z(t) = \sum_{n=-N}^N c_n \exp \left[i \left(\omega_0 + \frac{2\pi}{T_M} n \right) t \right]. \quad (4.2.1)$$

Это означает, что спектр сигнала $z(t)$ занимает участок с полосой $(2N+1)/T_M$, а центральная частота $f_0 = \omega_0/2\pi$. Сигнал $z(t)$, как это следует из (4.2.1), вполне определяется заданием $2N+1$ величин c_n . Их определение может быть осуществлено заданием на интервале $[0, T_M]$ всего $2N+1$ дискретных значений сигнала $z(t)$, что позволит составить систему из $2N+1$ уравнений с таким же числом неизвестных.

Действительно, из (4.2.1) следует

$$z(q\tau) = \sum_{n=-N}^N c_n \exp \left[i \left(\omega_0 + \frac{2\pi}{T_M} n \right) q\tau \right]. \quad (4.2.2)$$

Здесь q — целое число ($0 \leq q \leq 2N$); τ — период дискретизации сигнала,

$$\tau = T_M / (2N+1). \quad (4.2.3)$$

Обозначим $F_M = 1/T_M$. Тогда величина $F_M(2N+1) = 1/\tau$ может рассматриваться как ширина спектра сигнала.

Далее для определения c_n применим следующие тождественные преобразования:

$$\begin{aligned} & \sum_{q=0}^{2N} z(q\tau) \exp \left[-i \left(\omega_0 + \frac{2\pi}{T_M} m \right) \tau q \right] = \\ & = \sum_{n=-N}^N c_n \sum_{q=0}^{2N} \exp \left[i \frac{2\pi}{2N+1} (n-m) q \right], \end{aligned} \quad (4.2.4)$$

$$\sum_{q=0}^{2N} \exp \left[i \frac{2\pi}{2N+1} (n-m) q \right] = \begin{cases} 2N+1 & \text{при } n=m, \\ 0 & \text{при } n \neq m. \end{cases}$$

Тогда из (4.2.4) получаем

$$c_n = \frac{1}{2N+1} \sum_{q=0}^{2N} z(q\tau) \exp \left[\frac{-i(\omega_0 T_M + 2\pi n)}{2N+1} q \right]. \quad (4.2.5)$$

Выражения (4.2.2) и (4.2.5) представляют прямое и обратное дискретное преобразование Фурье, модифицированное для высокочастотного сигнала.

Интерполяционная формула для периодического сигнала с финитным спектром. Подставляя выражение для c_n из (4.2.5) в (4.2.2), после выполнения несложных преобразований получаем

$$z(t) = \frac{1}{2N+1} \sum_{q=0}^{2N} z(q\tau) \exp[i\omega_0(t - q\tau)] \varphi(t - q\tau), \quad (4.2.6)$$

где

$$\varphi(t - q\tau) = \sum_{n=-N}^N \exp\left[i \frac{2\pi}{T_M} n(t - q\tau)\right] = \sin[(2N+1)(\pi/T_M) \times (t - q\tau)] / \sin[(\pi/T_M)(t - q\tau)],$$

или

$$\varphi(t - q\tau) = (-1)^q \sin[(\pi/\tau)t] / \sin[(\pi/T_M)(t - q\tau)]. \quad (4.2.7)$$

Выражения (4.2.6), (4.2.7) позволяют по дискретным $2N+1$ значениям сигнала $z(q\tau)$ с учетом (4.2.3) восстановить значение сигнала $z(t)$ для произвольного момента времени.

Учитывая (4.2.3), из (4.2.6) и (4.2.7) легко вычислить по дискретным значениям $z(q\tau)$ значение сигнала $z(t)$ для произвольного момента времени при условии, что $T_M \rightarrow \infty$, т. е. для непериодического сигнала

$$z(t) = \sum_{q=0}^{\infty} z(q\tau) \exp[i\omega_0(t - q\tau)] \frac{\sin[(\pi/\tau)(t - q\tau)]}{(\pi/\tau)(t - q\tau)}.$$

Это выражение общеизвестно и называется рядом Котельникова [101].

О точности аппроксимации узкополосного радиотехнического сигнала функцией с финитным спектром. Пусть $z(t)$ — узкополосный радиотехнический сигнал — аппроксимируется функцией $z_{\Delta}(t)$ с финитным спектром.

Точность аппроксимации может быть оценена величиной отклонения $\Delta(t)$ огибающей $Z(t)$ сигнала $z(t)$ от огибающей $Z_{\Delta}(t)$ аппроксимирующей функции $z_{\Delta}(t)$. Предположим $G(\omega)$ — спектр $Z(t)$. Тогда

$$Z_{\Delta}(t) \leftrightarrow G_{\Delta}(\omega) = \begin{cases} G(\omega) & \text{при } |\omega| \leq \omega_1, \\ 0 & \text{при } |\omega| > \omega_1. \end{cases}$$

Поэтому имеем, учитывая, что $G(\omega) = G(-\omega)$,

$$\begin{aligned} \Delta(t) &= Z(t) - Z_{\Delta}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{i\omega t} d\omega - \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} G(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{-\omega_1} G(\omega) e^{i\omega t} d\omega + \int_{\omega_1}^{\infty} G(\omega) e^{i\omega t} d\omega \right] = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\infty} G(\omega) \cos \omega t d\omega. \end{aligned}$$

Допустим теперь, что $|G(\omega)|$ монотонно уменьшается с возрастанием частоты и $\arg G(\omega) \leq \pi$. Тогда

$$|\Delta(t)| = \frac{1}{\pi} \left| \int_{\omega_1}^{\infty} G(\omega) \cos \omega t d\omega \right| \leq \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\infty} |F(\omega)| \cos \omega t d\omega. \quad (4.2.8)$$

Из сходимости интеграла $\int_{\omega}^{\infty} |G(\omega)| d\omega$ следует, что всегда может быть найдено такое большое значение ω_2 , при котором

$$\int_{\omega_2}^{\infty} |G(\omega)| \cos \omega t d\omega < \varepsilon,$$

где ε — сколь угодно малая наперед заданная величина. Тогда из (4.2.8) получим

$$\Delta(t) \leq \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} |G(\omega)| \cos \omega t d\omega \leq \frac{1}{\pi} |G(\omega_1)| \frac{\sin \omega_2 t - \sin \omega_1 t}{t}.$$

Для достаточно больших t ($\omega_1 t > 1$) имеем

$$|(\sin \omega_2 t - \sin \omega_1 t)/t| \leq 2/t.$$

Поэтому

$$\Delta(t) \leq (2/\pi) |G(\omega_1)| / t. \quad (4.2.9)$$

Очевидно, что в (4.2.9) под $G(\omega)$ следует понимать спектр принимаемого сигнала на выходе приемного устройства.

В качестве примера оценим величину $|\Delta(t)|$, возникающую при усечении спектра сигнала РНС «Лоран-С». Учитывая (2.4.2), из (4.2.9) получим

$$|\Delta(t)| \leq \frac{e^2}{4} \frac{\tau_n}{t} [(\pi \tau_n f_1)^2 + 1]^{-3/2} |k(\omega_1)|,$$

где $|k(\omega_1)|$ — модуль амплитудно-частотной характеристики приемника.

Примем $t = \tau_n$, $f_1 = 20$ кГц и $|k(\omega_1)| = 0,5$. Тогда $|\Delta(t)| \leq 0,5\%$ от максимального значения огибающей сигнала.

Предположим теперь, что $n(t)$ — узкополосный стационарный случайный процесс. Тогда, как это легко показать, дисперсия σ_{Δ}^2 величины $\Delta(t)$ будет

$$\sigma_{\Delta}^2 \leq \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\infty} |G_1(\omega)|^2 d\omega. \quad (4.2.10)$$

Здесь $|G_1(\omega)|^2$ — энергетический спектр $n(t)$.

4.2.2. Алгоритмы согласованной фильтрации дискретизированных сигналов. В случае фильтрации сигнала $z(t)$ максимум отношения сигнал/шум достигается при использовании согласованного фильтра. Если помеху можно аппроксимировать белым шумом, то

импульсная характеристика $\eta(t)$ согласованного фильтра с точностью до несущественного постоянного множителя в силу (1.5.20) будет равна

$$\eta(t) = z^*(t_0 - t), \text{ тогда } \chi_{\text{в}}(t_0, t_1) = \int_{t_1}^{t_1+T} \chi(t) z^*(t - t_0) dt, \quad (4.2.11)$$

где $\chi(t)$ — смесь сигнала и помехи на входе согласованного фильтра; $\chi_{\text{в}}(t)$ — выходной эффект.

Сигнал $z(t)$ — периодический. Допустим, что время наблюдения T в (4.2.11) кратно периоду модуляции сигнала T_M , т. е. $T = MT_M$ (см. п. 1.5.3). Из периодичности сигнала $z(t)$ следует, что $z(t + kT_M) = z(t)$. Поэтому с учетом (4.2.11) имеем

$$\chi_{\text{в}}(t_0, t_1) = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{t_1+kT_M}^{t_1+(k+1)T_M} \chi(t) z(t - t_0) dt, \quad (4.2.12)$$

или

$$\chi_{\text{в}}(t_0, t_1) = \int_{t_1}^{t_1+T_M} \chi_{\Sigma}(t) z(t - t_0) dt, \quad (4.2.13)$$

где

$$\chi_{\Sigma}(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \chi(t + kT_M). \quad (4.2.14)$$

Здесь $0 \leq t < T_M$.

Итак, выходной эффект $\chi_{\text{в}}(t_0, t_1)$ согласованного фильтра для периодического сигнала оказывается определенным на элементарном интервале $[t_1, t_1 + T_M]$, длительность которого составляет $1/M$ полного интервала наблюдения. При этом, как следует из (4.2.12) и (4.2.13), выходной эффект может быть найден двумя способами.

1. При времени наблюдения, равном каждому из M элементарных интервалов длительностью T_M $[t_1 + kT_M, t_1 + (k+1)T_M]$, составляющих совместно полный интервал наблюдения, выходной эффект

$$\chi_{\text{в}(k)}(t_0) = \int_{t_1+kT_M}^{t_1+(k+1)T_M} \chi(t) z^*(t - t_0) dt.$$

Для каждого момента времени внутри элементарного интервала наблюдения, равного периоду модуляции, запоминаются значения выходного эффекта. Полный выходной эффект за все время наблюдения T будет равен сумме выходных эффектов для каждого подынтервала.

2. Значения сигналов $\chi(t)$ на каждом из M элементарных интервалов $[t_1 + kT_M, t_1 + (k+1)T_M]$ запоминаются. Затем эти сигналы суммируются и результирующий сигнал $\chi_{\Sigma}(t)$ поступает на согласованный фильтр.

Таким образом, очередность осуществления операций накопления по M периодам и согласованной фильтрации не сказывается на окончательном результате согласованной фильтрации периодических сигналов.

Согласованная фильтрация сигналов с финитным спектром. Предположим, теперь, что $z(t)$ и $\chi(t)$ — сигналы с финитным спектром. Тогда $\chi_{\Sigma}(t)$ — также сигнал с финитным спектром.

Выходной эффект согласованного фильтра в соответствии с (4.2.13) равен

$$\chi_{\Sigma}(t) = \frac{1}{2} \int_0^{T_M} \chi_{\Sigma}(t_1) z^*(t_1 - t) dt_1. \quad (4.2.15)$$

Учитывая, что в соответствии с (4.2.6)

$$\chi_{\Sigma}(t) = \frac{e^{i\omega t}}{2N+1} \sum_{q=0}^{2N} X_{\Sigma}(q\tau) e^{i(\omega_0 - \omega)t} \varphi(t - q\tau),$$

$$z(t) = \frac{e^{i\omega t}}{2N+1} \sum_{q=0}^{2N} Z(q\tau) e^{i(\omega_0 - \omega)t} \varphi(t - q\tau),$$

получаем с учетом (4.2.15)

$$\chi_{\Sigma}(t) = \frac{e^{i\omega t}}{2(2N+1)^2} \int_0^{T_M} \sum_{q=0}^{2N} \sum_{p=0}^{2N} X_{\Sigma}(q\tau) Z_1^*(p\tau) \varphi(t_1 - q\tau) \varphi(t_1 - t - p\tau) dt_1 =$$

$$= \frac{1}{2(2N+1)^2} \sum_{p=0}^{2N} \sum_{q=0}^{2N} X_{\Sigma}(q\tau) Z_1^*(p\tau) \int_0^{T_M} \varphi(t_1 - q\tau) \varphi(t_1 - p\tau) dt_1. \quad (4.2.16)$$

Здесь $Z(t)$ и $X_{\Sigma}(t)$ — соответственно огибающие $z(t)$ и $\chi_{\Sigma}(t)$:

$$Z(q\tau) = z(q\tau) e^{-i\omega_0 q\tau},$$

$$X_{\Sigma}(q\tau) = \chi_{\Sigma}(q\tau) e^{-i\omega_0 q\tau}, \quad (4.2.17)$$

$$Z_1(t) = Z(t) e^{i(\omega_0 - \omega)t}.$$

В нашем случае отношение периода дискретизации сигнала τ к периоду несущей частоты ω_0 , т. е. $\tau: (2\pi/\omega_0)$ — всегда целое число. Поэтому $Z(q\tau) = z(q\tau)$, $X_{\Sigma}(q\tau) = \chi_{\Sigma}(q\tau)$.

Это означает, что $X_{\Sigma}(q\tau)$ и $Z(q\tau)$ могут рассматриваться как дискреты соответствующих сигналов.

С учетом (4.2.7) следует

$$\int_0^{T_M} \varphi(t_1 - q\tau) \varphi(t_1 - t - p\tau) dt_1 = (2N+1) T_M \sum_{m=-N}^N \exp \left[i \frac{2\pi}{T_M} m(t + (p-q)\tau) \right] = \\ = (2N+1) T_M \varphi(t - r\tau),$$

где $r = p - q$.

При этом было использовано тождество

$$\int_0^{T_M} \exp \left[i \frac{2\pi}{T_M} (m+n)t_1 \right] dt_1 = \begin{cases} T_M & \text{при } m+n=0, \\ 0 & \text{при } m+n \neq 0. \end{cases}$$

Из (4.2.16) и (4.2.17) следует

$$\chi_B(t) = \frac{T_M}{2} \frac{e^{i\omega t}}{2N+1} \sum X_B(r\tau) \varphi(t - r\tau), \quad (4.2.18)$$

где

$$X_B(r\tau) = \sum_{q=0}^{2N} X_\Sigma(q\tau) \check{Z}_1^* [(q-r)\tau]. \quad (4.2.19)$$

Выражение (4.2.18) с учетом (4.2.19) — дискретный аналог (4.2.11). Эти выражения и представляют собой алгоритмы согласованной фильтрации дискретизированных сигналов. Эти алгоритмы позволяют вычислить значение выходного эффекта согласованного фильтра по $2N+1$ выборочному значению входного сигнала $\chi(q\tau)$ для любого t на интервале $[0, T_M]$.

Погрешность вычислений определяется неравенствами (4.2.9) и (4.2.10).

4.2.3. Алгоритм оценки времени прихода и фазы дискретизированных сигналов. Используя выражение (4.2.18) для выходного эффекта приемника по алгоритмам (1.5.7), (1.5.10), (1.5.11), (1.5.45), выведенным в § 1.5 для непрерывных сигналов, можно определить время прихода сигнала, его фазу и огибающую.

Как было показано, эти параметры могут быть определены в приемоиндикаторе разомкнутого типа. Все параметры сигнала при этом вычисляются в цифровом вычислителе приемоиндикатора по выборочным значениям сигнала без использования каких-либо специализированных электронных устройств (измерительных следящих систем, дискриминаторов, корреляторов, счетчиков и др.). Этот вывод имеет принципиальное значение.

Изложенный метод, имеющий важное теоретическое значение, не удобен при практической реализации, так как при определении параметров для произвольного момента времени t необходимо предварительно вычислить соответствующее значение выходного эффекта $\chi_B(t)$. Ниже рассматривается более полезный метод вычисления непрерывных параметров сигнала по массиву его выборочных значений.

Допустим, что в соответствии с (4.2.14) в ОЗУ вычислителя содержатся подвергнутые предварительному накоплению в соответствии с нижеследующим алгоритмом $2Q$ выборочных значений сигнала x_i

$$x_i = \operatorname{Re} \chi_{\Sigma}(t, i) = \sum_{k=0}^{M-1} x(t + i\tau + kT_M); \quad 1 \leq i \leq Q,$$

$$x_i = \operatorname{Im} \chi_{\Sigma}(t, i) = \sum_{k=0}^{M-1} x_1(t + i\tau + kT); \quad Q + 1 \leq i \leq 2Q. \quad (4.2.20)$$

Очевидно, что величинами x_i управлять нельзя, так как их значения определяются неуправляемыми в разомкнутом приемнике моментами дискретизации.

Однако $2Q$ значений z_i опорного сигнала можно вычислить для произвольного момента времени t_0 в частности следующим образом:

$$z_i = \operatorname{Re} z(t_0 + i\tau) = s(t_0 + i\tau); \quad 1 \leq i \leq Q,$$

$$z_i = \operatorname{Im} z(t_0 + i\tau) = s_1(t_0 + i\tau); \quad Q + 1 \leq i \leq 2Q. \quad (4.2.21)$$

Следуя методу наименьших квадратов составим функционал

$$I(t_0, s_0) = (\mathbf{x} - s_0 \mathbf{z})^T \mathbf{W}^{-1} (\tilde{\mathbf{x}} - s_0 \mathbf{z}), \quad (4.2.22)$$

где $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{2Q}]^T$ и $\mathbf{z} = [z_1, \dots, z_{2Q}]^T$ — векторы, \mathbf{W} — ковариационная матрица шумов выборочных значений сигнала \mathbf{x} , s_0 — неизвестная постоянная, характеризующая величину сигнала. Минимизация I достигается соответствующим выбором величин \hat{s}_0 и \hat{t}_0 (4.2.21)

Предварительно исключаем паразитный параметр s_0 : $\partial I / \partial s_0 = 0$, откуда не трудно найти:

$$\hat{s}_0 = (\mathbf{x}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{z}) / (\mathbf{z}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{z}).$$

Подставляя \hat{s}_0 в (4.2.22) получим остаточную сумму квадратов

$$I_1(t_0) = \frac{(\mathbf{x}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{x})(\mathbf{z}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{z}) - (\mathbf{x}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{z})^2}{\mathbf{z}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{z}}. \quad (4.2.23)$$

Симметрическая матрица \mathbf{W}^{-1} имеет единственный симметрический корень \mathbf{P} , т. е.

$$\mathbf{P}^2 = \mathbf{P}^T \mathbf{P} = \mathbf{W}^{-1}.$$

Введем новые векторы $\tilde{\mathbf{x}}=\mathbf{P}\mathbf{x}$; $\tilde{\mathbf{z}}=\mathbf{P}\mathbf{z}$. Тогда из (4.2.23) получим

$$I_1(t_0) = \frac{(\tilde{\mathbf{x}}^T \tilde{\mathbf{x}})(\tilde{\mathbf{z}}^T \tilde{\mathbf{z}}) - (\tilde{\mathbf{x}}^T \tilde{\mathbf{z}})^2}{\tilde{\mathbf{z}}^T \tilde{\mathbf{z}}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{2Q} \tilde{x}_i^2\right) \left(\sum_{i=1}^{2Q} \tilde{z}_i^2\right) - \left(\sum_{i=1}^{2Q} \tilde{x}_i \tilde{z}_i\right)^2}{\sum_{i=1}^{2Q} \tilde{z}_i^2} \quad (4.2.24)$$

Из (4.2.24) используя тождество Лагранжа, имеем

$$I_1(t_0) = \frac{\sum_{i,j=1}^{2Q} (\tilde{z}_i \tilde{x}_j - \tilde{z}_j \tilde{x}_i)^2}{2 \sum_{i=1}^{2Q} \tilde{z}_i^2}. \quad (4.2.25)$$

Варьированием t_0 и вычислением соответствующих значений \tilde{z}_i и $I_1(t_0)$ по формулам (4.2.23) или (4.2.25)) может быть найдено \hat{t}_0 , минимизирующее $I_1(t_0)$. Это и есть искомый алгоритм вычисления времени прихода сигнала.

В предположении, что $\mathbf{W}=\mathbf{I}$ (метод наименьших квадратов по Гауссу), иными словами полагая, что $\mathbf{x}=\tilde{\mathbf{x}}$, $\mathbf{z}=\tilde{\mathbf{z}}$, из выражений (4.2.24) и (4.2.25) \hat{t}_0 может быть найдено в явном виде для многих важных случаев. Определим время прихода сигнала по огибающей. Предположим, что по формулам

$$X_i = (x_i^2 + x_{2i}^2)^{1/2}, \quad |S_i| = (z_i^2 + z_{2i}^2)^{1/2}$$

вычислены значения огибающих принятого и опорного сигналов для двух моментов дискретизации: i -го и j -го. Тогда из (4.2.25) получаем следующим алгоритм минимизации

$$S_j X_{j+1} - S_{j+1} X_j = 0$$

или

$$X_{j+1} - c'_1 X_j = 0 \quad (4.2.26)$$

где

$$c'_1 = S_{j+1} / S_j. \quad (4.2.27)$$

Очевидно, что c'_1 является функцией t_0 .

В частности подставляя в (4.2.27) выражение для $S(t)$ из (2.4.1) и обозначив через τ период дискретизации, получим

Аналогично может быть определена φ_0 фаза сигнала $z(t) = S(t) \exp(i\omega t + \varphi_0)$ на интервале $[t_0, t_0 + Q\tau]$. В этом случае

$$z_i = S(t_0 + i\tau) \cos(\omega t_0 + \omega i\tau + \varphi_0); \quad 1 \leq i \leq Q,$$

$$z_i = S(t_0 + i\tau) \sin(\omega t_0 + \omega i\tau + \varphi_0); \quad Q + 1 \leq i \leq 2Q.$$

Учитывая, что первое слагаемое в числителе (4.2.24) не зависит от φ_0 и подставляя z_i во второе слагаемое, получим значение $\hat{\varphi}_0$, минимизирующее $I_1(\varphi_0)$:

$$\hat{\varphi}_0 = \arctg \frac{\sum_{i=1}^Q x_i S(i\tau) \cos \omega i\tau + \sum_{i=Q+1}^{2Q} x_i S(i\tau) \sin \omega i\tau}{\sum_{i=1}^Q x_i S(i\tau) \sin \omega i\tau - \sum_{i=Q+1}^{2Q} x_i S(i\tau) \cos \omega i\tau} - \omega t_0.$$

$$\hat{t}_0 = \tau / [(X_{j+1}/X_j)^{1/2} \exp(\tau/\tau_n) - 1].$$

Алгоритм (4.2.26) при $\tau \rightarrow 0$ переходит в алгоритм $V(\tau) = 0$, следующий из (1.5.45), данный для аналогового сигнала. Действительно учитывая, что $X_{j+1} \approx X_j + \dot{X}_j \tau$, из (4.2.26) следует:

$$\dot{X} - c_1 X = 0,$$

где $c_1 = (c'_1 - 1) / \tau$.

Может быть показано, что дисперсия оценки t_0 по алгоритму (4.2.27) равна

$$\sigma_{\hat{t}_0}^2 = [(1 - c'_1)^2 + 2c'_1(1 - r_\tau)] / \sigma_n^2 S^2 \left(\frac{dc'_1}{dt_0} \right)^2.$$

При $\tau \rightarrow 0$ это выражение переходит в выражение (1.5.46).

4.3. Алгоритмы оценки навигационных данных и параметров в цифровых приемниках на движущемся объекте

4.3.1. Выходное уравнение объекта. Выходное уравнение объекта (4.1.2) с учетом (4.1.6) можно записать следующим образом [99]:

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}(n) \boldsymbol{\Phi}(n) + \mathbf{e}(n). \quad (4.3.1)$$

Вектор $\mathbf{e}(n)$ представляет собой белый шум с дискретным временем. При этом необходимо учитывать, что в (4.3.1) моменты дискретизации соответствуют центрам периодов дискретизации. Именно применительно к этим моментам времени должно быть составлено уравнение состояния (4.1.1а). Если моменты времени в (4.3.1) выбрать иначе, то в вектор шумов $\mathbf{e}(n)$ войдет составляющая, зависящая от вектора возмущающих воздействий $\mathbf{u}(t)$ (см. (4.1.1)) [102]. В п. 1.5.3 было показано, что при соблюдении определенных условий результат измерений «привязан» к середине интервала наблюдения T , который здесь принимается за период дискретизации. Благодаря этому и обеспечивается в первом приближении «развязка» канала измерения по шумам по отношению к возмущающим воздействиям $\mathbf{u}(t)$ на объект.

Входящие в (4.3.1) величины в зависимости от способа построения РНС и принятого способа измерения могут иметь различный смысл. Так, если разности фаз и, следовательно, разности времен прихода сигналов от двух пар станций, то $\mathbf{x}(n)$ будет представлять собой двумерный вектор измерений. При этом векторная функция

$$[\mathbf{f}(\boldsymbol{\theta})]^T = (f_1(\boldsymbol{\theta}), f_2(\boldsymbol{\theta}))$$

выражает зависимости соответственно первой и второй разностей фаз от координат объекта, например широты φ и долготы λ (см. § 1.3). В этом случае $\boldsymbol{\theta}_1 = \varphi$, $\boldsymbol{\theta}_2 = \lambda$. Тогда в силу (4.1.6) имеем

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \partial f_1 / \partial \boldsymbol{\theta}_1, & \partial f_1 / \partial \boldsymbol{\theta}_2, & 0, 0, \dots, 0 \\ \partial f_2 / \partial \boldsymbol{\theta}_1, & \partial f_2 / \partial \boldsymbol{\theta}_2, & 0, 0, \dots, 0 \end{bmatrix}. \quad (4.3.2)$$

Несколько сложнее дело обстоит при измерениях дальномерным способом (см. п. 1.2.5). В этом случае $t_i = r_i/c + t_{\text{оп}}$.

Здесь t_i — временное рассогласование между моментами прихода сигнала i -й станции и опорного сигнала; $t_{\text{оп}}$ — расхождение во времени опорных генераторов на борту движущегося объекта и на ведущей станции системы (случайная медленно меняющаяся величина); r_i — расстояние от точки приема до i -й станции; c — скорость распространения. Очевидно, $r_i = f_i(\boldsymbol{\theta})$, т. е. функция текущих координат объекта. Следовательно, каждое измерение является функцией вектора параметров $\boldsymbol{\theta}^T = [\boldsymbol{\theta}_1, \boldsymbol{\theta}_2, t_{\text{оп}}]$. Соответственно в силу (4.1.6) имеем

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \frac{1}{c} \frac{\partial r_1}{\partial \varphi}, & \frac{1}{c} \frac{\partial r_1}{\partial \lambda}, & 1, 0, \dots, 0 \\ \frac{1}{c} \frac{\partial r_2}{\partial \varphi}, & \frac{1}{c} \frac{\partial r_2}{\partial \lambda}, & 1, 0, \dots, 0 \end{bmatrix}. \quad (4.3.3)$$

Число строк в матрице $\mathbf{H}(n)$ равно числу станций, время прихода сигналов которых измеряется.

В п. 1.5.5 было показано, что при измерениях, обеспечивающих наилучшую оценку измеряемых параметров, флюктуационные составляющие погрешностей оценок дальностей взаимонезависимы.

Поэтому ковариационная матрица шумов наблюдения оказывается диагональной:

$$\mathbf{R}_2 = E \{ \mathbf{e}(n) \mathbf{e}^T(n) \} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \\ \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_k^2 \end{bmatrix}.$$

Естественно, что все измеряемые величины должны выражаться в одинаковых единицах. Если измеряемые параметры выражаются в единицах длины, то и элементы матрицы \mathbf{R}_2 должны измеряться в тех же единицах. В частности, если σ_1^2 , σ_2^2 , выражаются в единицах времени, то матрицу \mathbf{R}_2 следует умножить на c^2 , где c — скорость распространения. Напротив, если компоненты матрицы \mathbf{R}_2 выражаются в единицах времени, то ту же размерность должны иметь компоненты вектора состояния $\boldsymbol{\vartheta}(n)$ и матрица \mathbf{R}_1 (см. (4.1.7a)) должна быть умножена на c^{-2} . Если элементы \mathbf{R}_2 выражаются в единицах фазы, то элементы матрицы \mathbf{R}_1 необходимо умножить на $(2\pi/\lambda)^2$. Когда в целях упрощения требуется измерить не навигационные данные, а радионавигационный параметр, то выходное уравнение системы имеет вид $\mathbf{x}(n) = \boldsymbol{\vartheta}(n) + \mathbf{e}(n)$, где $\boldsymbol{\vartheta}(n)$ — вектор состояния, компонентами которого являются РНП и его производные. Поэтому матрица $\mathbf{H}(n)$ в этом случае будет иметь вид

$$\mathbf{H}(n) = [1, 0, \dots, 0]. \quad (4.3.4)$$

Естественно, что при этом

$$\mathbf{R}_2 = E[\mathbf{e}^2(n)] = \sigma^2. \quad (4.3.5)$$

Размерность вектора $\mathbf{x}(n)$ в данном случае равна единице, и выходное уравнение системы можно записать как скалярное.

4.3.2. Уравнения состояния движущегося объекта. Уравнение состояния движущегося объекта можно представить в виде стохастического дифференциального уравнения

$$\begin{aligned} y^{(n)}(t) + p_{n-1}y^{n-1}(t) + \dots + p_0y(t) = \\ = b_{n-1}u^{(n-1)}(t) + \dots + b_0u(t), \end{aligned} \quad (4.3.6)$$

которое может быть записано в форме матричного дифференциального уравнения 1-го порядка

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}}(t) = \mathbf{F}\boldsymbol{\vartheta}(t) + \mathbf{G}u(t),$$

где

$$F = \begin{bmatrix} 0 & \cdot & 1 & \cdot \cdot \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & 0 & \cdot \cdot \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -p_0 & \cdot & -p_1 & \cdot \cdot \cdot & -p_{n-1} \end{bmatrix}, \quad (4.3.7)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_1(t) &= y(t), \\ \vartheta_2(t) &= y^1(t), \dots, \vartheta_{(k)}(t) = y^{k-1}(t), \dots \\ &\dots, \vartheta_n(t) = y^{n-1}(t). \end{aligned}$$

Кроме того,

$$G = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T, \quad (4.3.8)$$

где [103]

$$\begin{aligned} g_1 &= b_{n-1}, \quad g_2 = b_{n-2} - p_{n-1}g_1, \\ g_3 &= b_{n-3} - p_{n-2}g_1 - p_{n-1}g_2, \dots, \\ g_n &= b_0 - p_1g_1 - p_2g_2 - \dots - p_{n-1}g_{n-1}, \end{aligned} \quad (4.3.8a)$$

$u(t)$ — белый шум с известной спектральной плотностью.

Для составления выборочного варианта уравнения состояния вводится «безразмерное» время $t_6 = t/T$. Здесь T — период дискретизации. Учитывая, что

$$d^k x / dt^k = T^{-k} d^k x / dt_6^k,$$

получаем, что исходным для составления выборочного варианта уравнения должно быть не уравнение (4.3.6), а уравнение

$$\vartheta(t_6) = F_1 \vartheta(t_6) + G_1 u(t_6),$$

где матрицы F_1 и G_1 составлены из коэффициентов вида $p_k T^{n-k}$ и $b_k T^{n-k}$. Теперь выборочный вариант уравнения получит вид

$$\vartheta(n+1) = \Phi \vartheta(n) + v(n). \quad (4.3.9)$$

Матрица состояния $\Phi = \Phi(1)$, причем

$$\Phi(t_6) = \exp F_1 t_6, \quad (4.3.10)$$

$v(n)$ — белый шум с дискретным временем и ковариационной матрицей [102]:

$$R_1 = \int_0^1 \Phi(t_6) Q \Phi^T(t_6) dt_6, \quad (4.3.11)$$

где Q — ковариационная матрица:

$$Q = (1/T) G_1 G_1^T E\{u^2\}. \quad (4.3.12)$$

В рассматриваемом классе систем движение объекта описывается в ортогональной системе координат (например, географической или меркаторской). При этом обычно полагают, что урав-

нение состояния по каждой координате записывается независимо:

$$\begin{aligned}\vartheta_I(n+1) &= \Phi_I \vartheta_I(n) + v_I(n), \\ \vartheta_{II}(n+1) &= \Phi_{II} \vartheta_{II}(n) + v_{II}(n),\end{aligned}$$

где индексы I и II обозначают принадлежность соответствующим координатным осям. Имеем также

$$E\{v_I(n)v_{II}^T(n)\} = 0.$$

Тогда применительно к разностно-дальномерному способу измерений по формуле (4.3.9) получим

$$\vartheta(n+1) = \Phi^* \vartheta(n) + v(n), \quad (4.3.13)$$

где

$$\begin{aligned}\vartheta(n) &= \begin{bmatrix} \vartheta_I(n) \\ \vartheta_{II}(n) \end{bmatrix}; \quad v(n) = \begin{bmatrix} v_I(n) \\ v_{II}(n) \end{bmatrix}; \\ \Phi^* &= \begin{bmatrix} \Phi_I & | & 0 \\ \hline 0 & | & \Phi_{II} \end{bmatrix}; \quad R_1 = \begin{bmatrix} R'_1 & | & 0 \\ \hline 0 & | & R''_1 \end{bmatrix}; \\ R'_1 &= E\{v_I v_I^T\}; \quad R''_1 = E\{v_{II} v_{II}^T\}.\end{aligned} \quad (4.3.14)$$

Для дальномерного способа измерения имеем

$$\begin{aligned}\vartheta(n) &= \begin{bmatrix} \vartheta_I(n) \\ \vartheta_{II}(n) \\ \vartheta_{III}(n) \end{bmatrix}; \quad v(n) = \begin{bmatrix} v_I(n) \\ v_{II}(n) \\ v_{III}(n) \end{bmatrix}; \\ \Phi^* &= \begin{bmatrix} \Phi_I & | & 0 & | & 0 \\ \hline 0 & | & \Phi_{II} & | & 0 \\ \hline 0 & | & 0 & | & \Phi_{III} \end{bmatrix}; \quad R_1 = \begin{bmatrix} R'_1 & | & 0 & | & 0 \\ \hline 0 & | & R''_1 & | & 0 \\ \hline 0 & | & 0 & | & R'''_1 \end{bmatrix}; \\ R'''_1 &= E\{v_{III}(n)v_{III}^T(n)\}.\end{aligned} \quad (4.3.15)$$

Здесь обозначено: $\vartheta_{III}(n)$ — вектор состояния модели, описывающий изменение t_{0II} ; Φ — соответствующая матрица состояния; v_{III} — вектор случайных возмущающих воздействий, обычно $\Phi_I = \Phi_{II}$.

4.3.3. Алгоритмы оценки навигационных данных в цифровых приемоиндикаторах. Алгоритм оценки вектора состояния в соответствии с (4.1.3) — (4.1.7) и с учетом обозначений п. 4.3.1 и [102] можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}\hat{\vartheta}(n+1) &= \Phi^* \hat{\vartheta}(n) + K(n) \psi(n), \quad \psi(n) = x(n) - f[\hat{\vartheta}(n)], \\ K(n) &= \Phi^* P(n) H^T(n) [H(n) P(n) H^T(n) + R_2]^{-1}, \\ P(n+1) &= \Phi^* P(n) \{I - H^T(n) [H(n) P(n) H^T(n) + R_2]^{-1} \times \\ &\quad \times H(n) P(n)\} \Phi^{*T} + R_1.\end{aligned} \quad (4.3.16)$$

Здесь I — единичная матрица.

Как указывалось в § 4.1, $\psi(n)$ можно рассматривать как вектор выходных сигналов дискриминаторов. Матричный коэффициент усиления $\mathbf{K}(n)$ (весовые коэффициенты) может быть найден в результате решения нелинейного матричного разностного уравнения первого порядка (4.3.16) для $\mathbf{P}(n)$. Весовые коэффициенты, как это следует из этих уравнений, являются функцией дискретного времени. В общем виде уравнение решить не удастся, да и этом и нет необходимости, так как вычисление ковариационной матрицы оценок $\mathbf{P}(n)$ на ЭВМ не вызывает затруднений для случаев, рассмотренных в предыдущем параграфе. Здесь следует указать на тривиальный случай: все параметры наблюдаемы, $\mathbf{H}=\mathbf{I}$, и шумами измерений можно пренебречь ($\mathbf{R}_2=0$). Тогда из (4.3.16) следует

$$\mathbf{P}(n+1) = \mathbf{R}_1^* \quad (4.3.17)$$

Нетрудно показать, что при других условиях не все параметры наблюдаемы, $\mathbf{H} \neq \mathbf{I}$, или при наличии шумов измерений ($\mathbf{R}_2 \neq 0$) $\mathbf{P}(n+1) > \mathbf{R}_1^*$.

Поэтому ковариационная матрица \mathbf{R}_1^* определяет нижнюю границу ковариационной матрицы оценок вектора $\boldsymbol{\vartheta}(n)$. Отсюда следует, что в отличие от оптимальных измерителей с непрерывным временем, которые при уменьшении шумов измерений обеспечивают оценку с нулевой дисперсией, оптимальные измерители с дискретным временем при действии случайных возмущений на объект измерения будут всегда давать оценку с дисперсией конечной величины.

Схема образования принимаемой смеси и оптимального устройства оценки вектора состояния. На рис. 4.3.1 изображена схема, иллюстрирующая образование смеси сигнала и помехи $x(t)$ и оптимального измерителя навигационных данных. Сигнал $s(t)$ при распространении искажается, в результате чего в точке приема он является функцией вектора $\boldsymbol{\delta}(t)$, характеризующего искажение фазы (времени прихода) на трассах распространения сигналов от каждой станции. Этот сигнал в точке приема модулирован вектором состояния объекта $\boldsymbol{\vartheta}(t)$. Уравнение состояния объекта, естественно, задано для непрерывного времени (4.1.1). Принимаемая смесь (наблюдаемый сигнал) $x(t)$ образуется благодаря наложению на полученный сигнал вектора шумов $e(t)$.

Оптимальный измеритель является моделью физической системы образования смеси $x(t)$. Эта модель осуществляет восстановление вектора состояния $\boldsymbol{\vartheta}(n)$ в дискретном времени. Чем точнее соответствует модель, закладываемая в основу оптимального измерителя, исходной физической системе, тем точнее оценка вектора состояния.

Оптимальный измеритель содержит модель объекта, формирующую вектор оценок $\hat{\boldsymbol{\vartheta}}(n)$. Затем формируется вектор опорных сигналов $\mathbf{f}[\hat{\boldsymbol{\vartheta}}(n)]$, для чего вектор оценок $\hat{\boldsymbol{\vartheta}}(n)$ преобразуется в ра-

диотехнические параметры (разности времени распространения или времена распространения). Далее осуществляется ввод $\delta(n)$ — вектора поправок на распространение радиоволн. Компоненты вектора радиотехнических параметров с учетом введенных поправок используются как модулирующие сигналы для образования вектора опорного сигнала $f[\hat{\vartheta}(n)]$. Затем осуществляется сравнение вектора наблюдений $x(n)$ и вектора $f[\hat{\vartheta}(n)]$. Образующиеся вы-

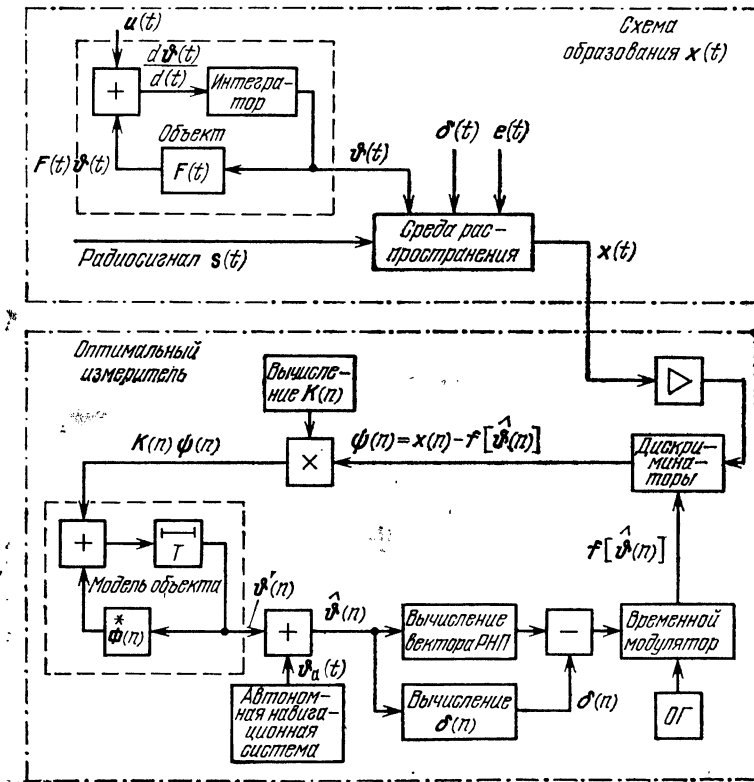


Рис. 4.3.1. Схема образования смеси и оптимального измерителя навигационных данных.

ходные сигналы дискриминаторов $\psi(n)$ используются для получения вектора $K(n)\psi(n)$, являющегося сигналом коррекции для автоматического поддержания наименьшей в смысле минимума среднеквадратической ошибки разности векторов $\hat{\vartheta}(n)$ и $\vartheta(n)$.

На указатели (на рис. 4.3.1 не показаны) выдаются компоненты вектора $\hat{\vartheta}(n)$. О назначении автономной навигационной системы будет сказано в п. 4.4.2. В ее отсутствие вектор $\vartheta'(n)$, указанный на рис. 4.3.1, тождественен вектору состояния $\hat{\vartheta}(n)$.

Частные случаи определения навигационных данных. При использовании разностно-дальномерного способа измерения координат по сигналам навигационной цепи, состоящей из трех станций, матрица $\mathbf{H}(n)$ (см. (4.3.2)) состоит из двух строк. Схема измерения представляет собой фильтр с двумя входами (две разности времен распространения) и с двумя выходами (две координаты объекта, например широта и долгота).

Учитывая вид матрицы $\mathbf{H}(n)$ и размерность матрицы \mathbf{R}_2 (2×2), с помощью (4.3.16) можно показать, что коэффициент усиления $\mathbf{K}(n)$ представляет собой матрицу, состоящую из m строк и двух столбцов (предполагается, что $\hat{\Phi}^*$ — матрица размерностью $m \times m$):

$$\mathbf{K}^T = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & \dots & k_m \\ k'_1 & k'_2 & \dots & k'_m \end{bmatrix}.$$

Тогда каждая компонента вектора $\mathbf{K}\Psi(n)$ будет иметь вид

$$k_i(n)\psi_1(n) + k'_i\psi_2(n),$$

где

$$\psi_1(n) = x_1(n) - f_1[\hat{\Phi}(n)]; \quad \psi_2(n) = x_2(n) - f_2[\hat{\Phi}(n)].$$

Это означает, что измеритель НП представляет собой m -мерную следящую систему, при этом сигнал управления (рассогласования) по каждому из m параметров зависит от выходных сигналов двух дискриминаторов. Очевидно, что если одновременно будет измеряться разность расстояний до k пар станций, то сигнал рассогласования будет зависеть от выходных сигналов k дискриминаторов.

При разностно-дальномерном способе измерения координат вектор оценок $\hat{\Phi}^*(n)$ преобразуется в вектор радиотехнических параметров — разностей времен распространения сигналов до станций навигационной цепи. Очевидно, что размерность этого вектора равна k .

При дальномерном способе измерения координат матрица $\mathbf{H}(n)$ (см. (4.3.3)) имеет размерность $k \times m$, где k — число станций навигационной цепи, до которых измеряется расстояние; m — соответствует размерности квадратной блочной матрицы $\hat{\Phi}^*$ (см. (4.3.15)). В этом случае алгоритм многомерной следящей системы будет иметь k входов и три выхода (две измеряемые координаты и $t_{\text{оп}}$). Естественно, что на указатели значение $t_{\text{оп}}$ выдаваться не должно. При дальномерном способе измерений вектор оцениваемых координат $\hat{\Phi}(n)$ преобразуется в k -мерный вектор времен распространения.

Если стабильность опорного генератора достаточно велика, то дальномерный способ по сравнению с разностно-дальномерным дает значительный выигрыш в точности определения местоположения [104, 105]. Можно показать, что этот выигрыш достигается, если $\sigma_v^2/c^2 > \sigma_f^2/f^2$. Здесь σ_v^2 и σ_f^2 — дисперсии скорости объекта

и частоты опорного генератора; c — скорость распространения, а f — частота опорного генератора.

О вычислении матричного коэффициента усиления. Наиболее сложным является вычисление матричного коэффициента усиления $\mathbf{K}(n)$ по формуле (4.3.16). Для этого необходимо предварительно определить по рекуррентной формуле ковариационную матрицу оценок $\mathbf{P}(n)$, для чего необходимо знание ковариационных матриц \mathbf{R}_1 и \mathbf{R}_2 .

Матрица состояния Φ для данного типа объекта обычно известна, матрица $\mathbf{H}(n)$ всегда может быть вычислена с требуемой точностью, достаточно полные сведения и значительный объем априорной информации обычно имеются относительно ковариационной матрицы возмущающих воздействий \mathbf{R}_1 . Матрица шумов наблюдения \mathbf{R}_2 никогда не известна точно. Поэтому для оптимизации процесса измерений необходима оценка уровня шумов. Наиболее простым методом оценки \mathbf{R}_2 является непосредственное измерение атмосферных помех в моменты отсутствия сигнала и оценка амплитуды сигнала. Затем по формулам § 1.5 или 4.2 могут быть рассчитаны элементы матрицы \mathbf{R}_2 .

В последнее десятилетие разработаны методы теории идентификации динамических объектов [99, 100], применение которых в принципе позволяет получить рекуррентные соотношения для оптимальной оценки вектора состояния при неизвестных параметрах модели сигнала. Однако реализация адаптивных фильтров этого типа требует значительно большего машинного времени и, по-видимому, применительно к данной задаче не дает значительного выигрыша в точности оценки.

4.3.4. Алгоритмы оценки РНП. Для объекта, описываемого дифференциальным уравнением второго порядка, уравнение состояния имеет вид

$$\tau_0 \ddot{\vartheta}(t) + \dot{\vartheta}(t) = u(t). \quad (4.3.18)$$

Тогда в соответствии с (4.3.7) и (4.3.8) получим

$$\dot{\vartheta}(t) = \mathbf{F}\vartheta(t) + \mathbf{G}u(t),$$

где

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\alpha \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha T \end{bmatrix}; \quad \alpha = T/\tau_0. \quad (4.3.19)$$

Из (4.3.10) — (4.3.12) находим

$$\Phi(t_0) = \begin{bmatrix} 1 & \alpha^{-1}(1 - e^{-\alpha t_0}) \\ 0 & e^{-\alpha t_0} \end{bmatrix}; \quad (4.3.20)$$

$$\mathbf{R}_1 = 2\sigma_v^2 T^2 \alpha \int_0^1 \begin{vmatrix} \alpha^{-2}(1 - e^{-\alpha t_0})^2 & \alpha^{-1} - e^{-\alpha t_0}(1 - e^{-\alpha t_0}) \\ \alpha^{-1}(1 - e^{-\alpha t_0})e^{-\alpha t_0} & e^{-2\alpha t_0} \end{vmatrix} dt_0. \quad (4.3.21)$$

Здесь предполагалось, что корреляционная функция изменения скорости объекта $B_v(\tau) = \sigma_v^2 \exp(-|\tau|/\tau_0)$, что соответствует спектральной плотности белого шума $u(t)$: $N_u = 2\sigma_v^2 \tau_0^{-1}$.

В соответствии с (4.3.4) и (4.3.5) имеем

$$\mathbf{H} = [1, 0] \text{ и } \mathbf{R}_2 = \sigma_v^2. \quad (4.3.22)$$

Выражения (4.3.20) — (4.3.22) позволяют полностью выявить оптимальную схему измерителя и оценить его точность.

Для упрощения выкладок во многих важных случаях можно положить $\alpha \ll 1$. Тогда из (4.3.20) и (4.3.21) получим

$$\Phi = \Phi(1) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R}_1 = 2\sigma_v^2 T^2 \alpha \begin{bmatrix} 1/3 & 1/2 \\ 1/2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.3.23)$$

Подставляя (4.3.22) и (4.3.23) в (4.3.16), находим алгоритм оптимальной оценки параметров

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_1(n+1) &= \hat{\varphi}_1(n) + \hat{\varphi}_2(n) + k_1 \psi_1(n), \\ \hat{\varphi}_2(n+1) &= \hat{\varphi}_2(n) + k_2 \psi_1(n). \end{aligned} \quad (4.3.24)$$

Этот алгоритм уже встречался в § 2.3 (см. (2.3.1) и (2.3.2)), где $\hat{\varphi}_1$ и $\hat{\varphi}_2$ соответственно обозначали оценку фазы φ и частоты f . Здесь k_1 и k_2 — компоненты матричного коэффициента усиления $\mathbf{K} = [k_1, k_2]^T$;

$$k_1 = (p_{11} + p_{21}) / (p_{11} + \sigma_v^2); \quad k_2 = p_{21} / (p_{11} + \sigma_v^2),$$

где p_{11} и p_{21} — соответствующие элементы ковариационной матрицы ошибок $\mathbf{P}(n)$, которая вычисляется по формуле (4.3.16) при начальном условии

$$\mathbf{P}(0) = \sigma_v^2 \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}.$$

Установившееся значение (при $n \rightarrow \infty$) матрицы $\mathbf{P}(n)$ можно найти из соотношения (4.3.16), положив $\mathbf{P}(n+1) = \mathbf{P}(n) = \mathbf{P}(\infty)$ и приравняв соответствующие элементы матриц в правой и левой части матричного уравнения. Тогда, как это может быть показано, получим

$$\begin{aligned} p_1^4 - \frac{2}{3} \sigma_a^2 p_1^3 - \left[4 \frac{2}{3} \sigma_a^2 \sigma_v^2 - \frac{\sigma_a^4}{36} \right] p_1^2 - \\ - \left(8 \sigma_v^4 \sigma_a^2 - \frac{\sigma_v^2 \sigma_a^4}{36} \right) p_1 - \left(4 \sigma_v^6 \sigma_a^2 - \frac{\sigma_v^4 \sigma_a^4}{36} \right) = 0, \quad (4.3.25) \\ p_2 = p_1 + (2/3) \sigma_a^2, \quad p_3 = \sigma_a (p_1 + \sigma_v^2)^{1/2}. \end{aligned}$$

Здесь

$$p_1 = p_{11}(\infty); \quad p_2 = p_{22}(\infty); \quad p_3 = p_{12}(\infty) = p_{21}(\infty); \quad \sigma_a^2 = 2\sigma_v^2 T^2 \alpha. \quad (4.3.26)$$

Из (4.3.25) легко можно получить дисперсии оценок для следующих предельных случаев.

1. $\sigma_{\tau}^2 \rightarrow 0$. Тогда

$$p_1 \approx (1/3)(1 + 0,5\sqrt{3})\sigma_a^2. \quad (4.3.27)$$

Из (4.3.17) и (4.3.23) следует, что если бы обе компоненты вектора $\Phi(n)$ были наблюдаемы, то $p_1 = \sigma_a^2/3$. Таким образом, возрастание ошибки на 86% — это плата за отсутствие наблюдаемости по частоте принимаемого сигнала $\Phi_2(n)$.

Из (4.3.19), (4.3.26) и (4.3.27) следует, что при отсутствии помех дисперсия оценки пропорциональна третьей степени периода дискретизации и обратно пропорциональна параметру τ_0 . Предположим, что в соответствии с п. 3.2.1 $\sigma_v = 25$ м/с, $\tau_0 = 100$ с и допустим, что $T = 10$ с. Тогда при $\sigma_{\tau} = 0$ получим из (4.3.27) $\sqrt{p_1} \approx 90$ м. Заметим, что точность оценки даже при весьма неблагоприятных значениях дисперсии ветра и параметра τ_0 оказывается относительно велика.

2. $\sigma_{\tau}^2 \rightarrow \infty$, $\sigma_a^2 \ll \sigma_{\tau}^2$. Тогда $p_1 \approx \sqrt{2}\sigma_{\tau}^{3/2}\sigma_a^{1/2}$.

Нетрудно показать, что полученное значение дисперсии p_1 оценки измеряемого параметра полностью совпадает с полученным ранее для непрерывной системы (см. (3.3.11)). При сильно зашумленном сигнале дисперсия оценки, обеспечиваемая дискретной системой, равна дисперсии оценки, получаемой в непрерывной системе.

Алгоритмы оценки РНП в приемоиндикаторах с нелинейными цифровыми дискриминаторами. Работа измерителей фазы с нелинейными дискриминаторами была описана в § 3.2. Здесь рассмотрим алгоритмы оценки фазы для объекта второго порядка при использовании цифровых нелинейных дискриминаторов.

Уравнение состояния (4.3.18) и, следовательно, матрицы Φ и R_1 , найденные по (4.3.23), останутся справедливыми для измерителей с любыми дискриминаторами. Однако матрица $H(n)$ и вектор $e(n)$ в выходном уравнении будут иными. С выхода цифровых (логических) дискриминаторов сигнал поступает на накопители и затем с периодом дискретизации T вводится в ЭВМ. Поэтому в соответствии с п. 3.2.5 и уравнением (4.1.6) получим

$$H = [h, 0], \quad R_2 = D \{x(v)\} M, \quad h = \frac{\partial}{\partial \theta} E \{x(v)\} M. \quad (4.3.28)$$

Здесь $x(v)$ — измеряемая величина; $D\{x(v)\}$ — дисперсия и $E\{x(v)\}$ — ее математическое ожидание; M — число измерений, выполненных за время T^* . Отсюда, с учетом сказанного относительно вида уравнения состояния, следует, что оценка РНП (фазы,

*) Период дискретизации T_d при измерении величины $x(v)$ в этом случае будет равен T/M , период дискретизации T по-прежнему относится к алгоритму оценки параметра, содержащегося в $x(v)$.

времени прихода) должна выполняться по алгоритму (4.3.24), причем k_1 и k_2 вычисляются по формулам

$$k_1 = \frac{p_{11} + p_{21}}{p_{11} + \sigma_1^2} \frac{1}{h}; \quad k_2 = \frac{p_{21}}{p_{11} + \sigma_1^2} \frac{1}{h}, \quad (4.3.29)$$

где

$$\sigma_1^2 = D \{x(v)\} (h^2 M)^{-1}. \quad (4.3.30)$$

Дисперсия p_1 оценки РНП в установившемся процессе вычисляется из уравнения (4.3.25), куда вместо σ_r^2 должна быть введена величина σ_1^2 .

Полученный результат легко можно применить к дискриминатору любого типа и, в частности, к дискриминатору с фиксацией моментов времени изменения знака сигнала.

Присвоим порядковый номер v периоду опорного колебания, на протяжении которого фиксируется переход через нуль принятой смеси сигнала и помехи. Обозначим через $\varphi(v)$ продолжительность интервала между началом периода опорного колебания и моментом перехода сигнала через нуль в положительном направлении. Если величина $\varphi(v)$ выражена в долях периода опорного колебания, то в соответствии с § 1.1 $\varphi(v)$ может рассматриваться как фаза принимаемого сигнала. При наличии помехи целесообразно $\varphi(v)$ подвергнуть фильтрации. При этом математическое ожидание $\varphi(v)$ будет существенно отличаться от истинной фазы сигнала, за исключением значения $\varphi=1/2$ (или π) [13]. Поэтому этот дискриминатор можно использовать в преобразователе замкнутого типа при условии, что характеристика его дискриминатора $\psi(v) = \varphi(v) - 1/2$.

Если выборочные значения фазы $\varphi(v)$ статистически независимы и известны ее первые два момента распределения, то согласно (4.3.30) получим эквивалентное значение для параметра

$$\sigma_1^2 = D \{ \psi(n) \} / [\partial E \{ \psi(v) \} / \partial \varphi]^2 M. \quad (4.3.31)$$

Затем легко могут быть вычислены дисперсия оценки p_1 и соответствующие значения компонент матричного коэффициента усиления k_1 и k_2 в алгоритме (4.3.24). В частности, при нормально распределенной помехе из (4.3.31), воспользовавшись выражениями для первого и второго моментов распределения фазы [13], найдем

$$\sigma_1^2 = \begin{cases} \frac{1}{2q^2 M} & \text{при } q \gg 1, \\ \frac{2\pi}{3} \frac{1}{2q^2 M} & \text{при } q \ll 1. \end{cases}$$

Здесь q — отношение эффективных значений сигнала и помехи. Таким образом, применение дискриминатора с фиксацией моментов времени изменения знака сигнала приводит при малых отношениях сигнал/шум к возрастанию дисперсии оценки фазы в $2\pi/3$ раз. Этот результат уже был получен ранее в § 3.2.

Необходимо отметить, что дискриминатор рассматриваемого вида может быть применен и в приемондикаторе разомкнутого типа. Для этого предварительно анализируется число переходов смеси через нуль на интервале длительностью в один период опорного колебания. Если это число не равно единице, то измеряется величина $\varphi(\hat{v})$ на следующем периоде опорного напряжения. Затем вычисляется следующая промежуточная величина

$$\Delta\varphi(v) = \varphi(v) - \hat{\varphi}(v), \quad (4.3.32)$$

где $\hat{\varphi}(v)$ — оценка фазы, полученная до начала данного $(v+1)$ -го периода дискретизации длительностью T . Далее по нижеследующему алгоритму определяется величина

$$\psi(v) = \begin{cases} \Delta\varphi(v) & \text{при } |\Delta\varphi(v)| \leq 0,5, \\ \Delta\varphi(v) + 1 & \text{при } \Delta\varphi(v) \leq -0,5, \\ \Delta\varphi(v) - 1 & \text{при } \Delta\varphi(v) \geq 0,5. \end{cases} \quad (4.3.33)$$

Легко может быть показано, что $E\{\psi(v)\} = 0$, и поэтому $\psi(v)$ действительно можно рассматривать как выходной сигнал дискриминатора, который можно накапливать. Далее вычисление оценки фазы (после выполнения вычислений по алгоритмам (4.3.32), (4.3.33), накопления и анализа числа переходов через нуль) следует выполнять по алгоритму (4.3.24), если производится измерение РНП. При этом коэффициенты k_1 и k_2 должны вычисляться так же, как и для замкнутого варианта измерителя. В случае оценки РНП элементы матрицы $\mathbf{H}(n)$ должны рассчитываться по формулам (4.3.28), а в матрицу \mathbf{R}_2 следует ввести член $D\{\psi(n)\}M$. В качестве начальных значений примем $\vartheta_1(0) = \varphi(0)$; $\vartheta_2(0) = \varphi(0) - \varphi(-1)$.

4.4. Использование радионавигационной информации в навигационном комплексе движущегося объекта

4.4.1. Комплексная обработка информации. В современных навигационных автоматических комплексах производится совместная обработка информации разнородных по принципу действия измерителей навигационных параметров. В состав навигационного комплекса в качестве датчиков информации входят автономные навигационные системы и приемондикаторы РНС.

Совместная обработка выдаваемой ими информации позволяет обеспечить высокую помехоустойчивость комплексов. Основой навигационных комплексов является бортовая ЭВМ, которая осуществляет:

- совместную оптимальную обработку выходных данных датчиков навигационной информации;
- решение навигационных задач: обеспечение движения по заранее заданной траектории, решение задачи захода на посадку и т. д.;

— выдачу управляющих сигналов на автопилот (авторулевой);

— наглядную индикацию всех навигационных параметров.

Обычно в состав навигационных комплексов входят следующие автономные навигационные системы: инерциальные навигационные системы, доплеровские измерители путевой скорости и угла сноса (радиотехнические в самолетовождении и гидроакустические в кораблевождении), счислители пути с использованием данных от измерителей воздушной скорости и т. п. Эти средства не подвержены действию помех и их работа не зависит от расстояния от объекта до начального или конечного пунктов маршрута. Всем им свойственна высокая точность при кратковременном наблюдении. Однако автономным системам присуще возрастание погрешностей с увеличением времени навигационного наблюдения. Сигналы датчиков радионавигационных систем используются для коррекции (снятия) накапливающихся ошибок автономных систем. Эти аспекты проблемы в настоящее время общеизвестны.

В этом параграфе рассматривается как должна использоваться информация от радиотехнических датчиков фазовых систем и какими специфическими характеристиками при работе в составе навигационных комплексов они должны обладать.

Уравнение состояния объекта при комплексной обработке навигационной информации. В п. 4.3.1 были рассмотрены уравнения состояния, соответствующие радионавигационному измерению по сигналам одной РНС. Очевидно, что уравнения состояния и выходные уравнения объекта при комплексировании должны измениться.

Размерность вектора состояния объекта, определяемая совокупностью параметров, характеризующих движение объекта, возрастает. В число оцениваемых параметров должны быть включены медленно меняющиеся составляющие погрешностей различных датчиков, так как именно благодаря совместной оценке этих величин достигается увеличение точности навигационного определения.

Предположим, что в состав комплекса введены две навигационные системы А и Р. Принадлежность параметров соответствующим системам будем обозначать индексами а и р. Основываясь на известных моделях, описывающих возникновение погрешностей измерений и пользуясь (4.3.9), можно вывести уравнения состояния для ошибок измерения каждой из систем:

$$\begin{aligned}\vartheta_a(n+1) &= \Phi_a(n) \vartheta_a(n) + \mathbf{v}_a(n), \\ \vartheta_p(n+1) &= \Phi_p(n) \vartheta_p(n) + \mathbf{v}_p(n).\end{aligned}$$

Тогда уравнение состояния системы в целом определяется уравнением (4.3.13). Однако теперь матрица состояния Φ^* должна быть дополнена блоками Φ_A и Φ_P , вектор состояния $\vartheta(n)$ замечается вектором $[\vartheta^T(n), \vartheta_A^T(n), \vartheta_P^T(n)]^T$, вектор $\mathbf{v}(n)$ — вектором $[\mathbf{v}^T(n); \mathbf{v}_a^T(n), \mathbf{v}_p^T(n)]^T$.

Соответственно увеличивается число строк и столбцов в матрице $\mathbf{H}(n)$, описываемой (4.1.6). Увеличение числа строк обуславливается возрастанием числа измерительных каналов (для систем А и Р). Матрицы \mathbf{R}_1 и \mathbf{R}_2 также дополняются соответствующими блоками. Оптимальная оценка вектора $\boldsymbol{\vartheta}(n)$ осуществляется по алгоритму (4.3.16). Очевидно, излагаемую методику можно распространить на случай обработки информации от любого числа датчиков. При этом «вес» навигационной информации каждого датчика будет определяться статистическими характеристиками модели его ошибок и уровнями шумов в соответствующих каналах измерений.

Субоптимальный алгоритм комплексной обработки информации с образованием разностей избыточных выходов. Ниже будут указаны причины, почему вместо оптимального алгоритма совместной обработки навигационной информации, рассмотренного в предыдущем параграфе, применяют субоптимальный алгоритм, основанный на образовании разностей избыточных выходов.

Подход к составлению алгоритмов комплексной обработки информации методом образования разностей избыточных выходов иллюстрируется следующим примером. Предположим, что выполняется комплексная обработка информации двух систем: автономной (А) и радиотехнической (Р). Обозначим вектора измеряемых параметров \mathbf{a} и \mathbf{p} . Тогда могут быть составлены уравнения (условия) связи [106], векторная запись которых имеет вид $\mathbf{f}(\mathbf{a}) = \mathbf{p}$ или $\mathbf{f}(\mathbf{a}) - \mathbf{p} = 0$.

Если в уравнение связи вместо векторов \mathbf{a} и \mathbf{p} ввести результаты их измерений, то оно перестанет удовлетворяться из-за влияния шумов в каналах измерений и погрешностей обеих систем. Обозначим через $\boldsymbol{\vartheta}_a$ и $\boldsymbol{\vartheta}_p$ — вектора состояний погрешностей систем А и Р. Тогда получим уравнение наблюдений

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}(n) \boldsymbol{\vartheta}(n) + \mathbf{e}(n),$$

где $\boldsymbol{\vartheta}^T(n) = [\boldsymbol{\vartheta}_a^T(n), \boldsymbol{\vartheta}_p^T(n)]$;

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial a_1}, & \frac{\partial f_1}{\partial a_2}, & \dots, & 1, & 0, & \dots \\ \frac{\partial f_2}{\partial a_1}, & \frac{\partial f_2}{\partial a_2}, & \dots, & 0, & 1, & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_1 = E \{[\mathbf{e}_{1a} \mathbf{e}_{1a}^T + \mathbf{e}_p \mathbf{e}_p^T]\},$$

где

$$\mathbf{e}_{1a} = \left\| \frac{\partial f_i}{\partial a_j} \right\| \mathbf{e}_a,$$

причем \mathbf{e}_a и \mathbf{e}_p — вектора шумов измерений параметров \mathbf{a} и \mathbf{p} .

Уравнение состояния будет следующим: $\boldsymbol{\vartheta}(n+1) = \mathbf{\Phi}(n) \boldsymbol{\vartheta}(n) + \mathbf{v}(n)$.

Блочная матрица состояния здесь равна

$$\Phi(n) = \begin{bmatrix} \Phi_a(n) & 0 \\ 0 & \Phi_p(n) \end{bmatrix}.$$

Матрица R_1 также является блочной:

$$R_1 = \begin{bmatrix} Q_a & 0 \\ 0 & Q_p \end{bmatrix},$$

где

$$Q_a = E \{v_a, v_a^T\}; \quad Q_p = E \{v_p, v_p^T\}.$$

Далее по алгоритму (4.3.16) осуществляется вычисление оценок векторов $\hat{\vartheta}_a$ и $\hat{\vartheta}_p$. Естественно, что при комплексировании несколь-

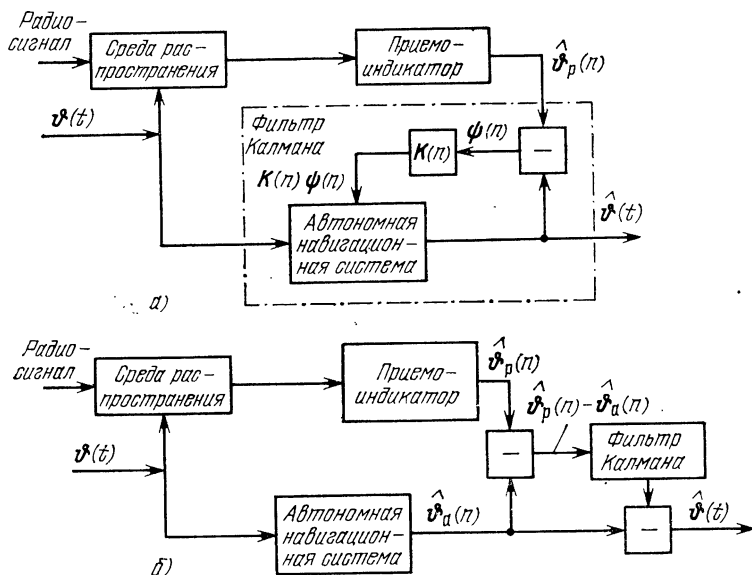


Рис. 4.4.1. Совместная обработка данных радиотехническим и автономным измерителями: с управлением автономной навигационной системой (а); с оптимальной фильтрацией разностей выхода (б).

ких систем должны быть составлены дополнительные уравнения связи, после чего легко вычисляются новые блоки для матриц H , Φ , R_1 и R_2 . Затем составляется субоптимальный алгоритм оценки вектора погрешностей комплекслируемых систем [107, 108].

К сравнению оптимального и субоптимального алгоритмов комплексной обработки навигационной информации. При субоптимальном алгоритме обработки информации разность вектора состояния $\vartheta(n)$ и матриц H , Φ , R_1 и R_2 меньше, чем при оптимальном алгоритме. Поэтому объем вычислений, который необходимо выполнить при использовании субоптимального метода, значительно меньше.

Важнейшим преимуществом субоптимального алгоритма является независимость точности оценки от статистических характеристик сигнала. Последние оказывают влияние только через погрешности навигационных измерителей. Эти величины весьма малы по сравнению с флуктуациями параметров, характеризующих движение объекта.

Точность оценки обоими методами зависит также от того, насколько точно известны дисперсии шумов в измерительных каналах (матрица \mathbf{R}_2). Чувствительность к ошибкам при определении \mathbf{R}_2 с помощью субоптимального алгоритма несколько более высокая, чем оптимальным. Вычисления показывают, что чем выше порядок дифференциального уравнения, описывающего процесс образования погрешностей, по сравнению с порядком стохастического дифференциального уравнения, описывающего поведение наблюдаемого объекта, тем выше чувствительность к ошибкам при определении матрицы \mathbf{R}_2 субоптимальным методом по сравнению с оптимальным. Однако в связи с указанной выше возможностью и необходимостью оценки элементов матрицы \mathbf{R}_2 в процессе измерения (см. п. 4.3.2) этот недостаток субоптимального метода не следует рассматривать как существенный.

4.4.2. Приемник-индикатор РНС как датчик навигационного комплекса. На рис. 4.4.1 изображены варианты схем, реализующих субоптимальный алгоритм комплексной обработки информации радиотехнической и автономной систем навигации с использованием алгоритма фильтра Калмана. Составляющие вектора состояния $\Phi(t)$, характеризующего движение объекта, оцениваются автономной навигационной системой и приемником-индикатором РНС. Затем вычисляется разность оценок обеих навигационных измерителей, предварительно преобразованных к одной и той же системе координат. На рис. 4.4.1,а изображена схема, в которой управление автономной навигационной системой с целью ее коррекции осуществляется по вектору разностей выходов обеих навигационных систем.

Матричный коэффициент усиления $\mathbf{K}(n)$ рассчитывается таким образом, чтобы минимизировать ковариационную матрицу вектора разностей выходов (измеренных величин). Тогда на выходе автономной навигационной системы будет получена наилучшая оценка навигационных параметров, учитывающая данные обеих измерителей.

На рис. 4.4.1,б изображен другой вариант, отличающийся тем, что вектор разностей выходов обеих систем подвергается оптимальной фильтрации. В результате вычисляются вектора погрешностей. Для вычисления оптимальной оценки из вектора результатов измерений НП, полученного одной из систем, следует вычесть вектор оценки ее погрешностей. На рис. 4.4.1,б показано получение оптимальной оценки на основе данных измерений автономной навигационной системы.

В [109] подчеркивается, что обе схемы оценки НП, приведенные на рис. 4.4.1, обеспечивают одинаковую точность.

Представляется естественным для образования опорных сигналов при замкнутом варианте построения приемоиндикаторов или в разомкнутом варианте приемоиндикатора при вычислениях $\psi(n)$ по алгоритму (4.1.3), (4.1.4) в качестве оценки брать не вектор $\hat{\vartheta}(n)$, а величину

$$\hat{\vartheta}'(n) = \hat{\vartheta}_p(n) - \vartheta_a(n),$$

где $\vartheta_a(n)$ — вектор навигационных параметров, измеренных автономной системой, вектор $\vartheta'(n) = \vartheta_p(n) - \vartheta_a(n)$ является вектором состояния разности избыточных выходов. При этом приемоиндикатор РНС становится их измерителем.

Схема «приложения» сигнала $\vartheta_a(t)$ показана на рис. 4.3.1.

В этом случае матрица состояния не будет равна матрице состояния $\Phi^*(n)$, характеризующей динамические свойства объекта: она будет состоять из блоков матриц состояния погрешностей навигационных измерителей.

Преимущество этой схемы оценки вектора состояния очевидно. В этом случае алгоритм можно рассчитать на низкие скорости изменения навигационного параметра, что и обеспечивает существенное повышение помехоустойчивости и позволяет значительно снизить требования к быстродействию ЭВМ, входящей в состав приемоиндикатора. По этой же причине становится возможным передать ЭВМ навигационного комплекса функции ЭВМ, входящей в состав приемоиндикатора [96]: преобразование координат, вычисление оптимальных оценок навигационных данных, синхронизацию временных диаграмм, поиск. При этом приемоиндикатор будет состоять только из приемника и АЦП, преобразующего радиотехнические сигналы в массив данных, используемый далее ЭВМ навигационного комплекса, и воспринимающего команды управления.

Естественно, что в этом случае к ЭВМ могут подключаться для комплексной обработки информации и датчики разных радиотехнических систем, например «Лоран-С» и «Омега» или «Омега» и спутниковая РНС [55, 110].

4.5. Принципы построения приемоиндикаторов IV поколения

4.5.1. Приемоиндикаторы РНС с применением микропроцессоров. Приемоиндикатор состоит из следующих устройств: приемника, устройства обработки информации, пульта управления и индикации. Устройство обработки информации является важнейшей частью приемоиндикатора и выполняет в определенной временной последовательности многочисленные преобразования принятых сигналов. По существу, устройство обработки — это вычислитель. Действительно, в нем осуществляются многочисленные операции интегрирования, вычисления корреляционных функций, моделиро-

вание динамического состояния объекта, которое описывается стохастическим дифференциальным уравнением, и др. Порядок выполнения операций определяется программой обработки информации. Различные изменения порядка выполнения операций и их вида в зависимости от внешних условий по сути являются ни чем иным, как различного рода ветвлениями программы.

Эволюция преобразователей — это развитие устройств обработки информации, повторяющее эволюцию бортовых вычислительных систем. Действительно, преобразователи I и II поколения, элементарной базой которых являлись электронные лампы и транзисторы, осуществляли непосредственное физическое аналоговое преобразование сигналов с использованием электромеханических следящих систем в качестве интеграторов и электромеханических реле для выполнения различного рода логических операций.

В этом отношении они полностью соответствовали вычислителям аналогового типа, распространенным в этот же период времени (50-е и начало 60-х годов). Преобразователи этого вида в книге не рассматриваются. Наиболее полное их описание дано в [37, 71].

С появлением интегральных схем с малым уровнем интеграции значительное распространение получили цифровые дифференциальные анализаторы. Принципы построения цифровых дифференциальных анализаторов положены в основу многих типов преобразователей III поколения. В преобразователях этого типа сигнальные выборки преобразуются в цифровую форму, но в дальнейшем все преобразования осуществляются с помощью цифрового дифференциального анализатора, практически полностью моделирующего соответствующие блоки аналогового устройства обработки информации преобразователей I и II поколений [75, 76]. Этот тип преобразователей получил наименование цифроаналогового.

С появлением малогабаритных и надежных ЭВМ в качестве устройств обработки информации стали использоваться преобразователи, в которых применялись специализированные вычислители. Эти вычислители нередко имели весьма ограниченные вычислительные ресурсы и алгоритмы их программ и в основном являлись лишь математическими моделями операций, выполняемых в цифроаналоговых преобразователях. При этом цифровой дифференциальный анализатор заменяется специализированной ЭВМ, в остальном преобразователь остается без существенных изменений. Преобразователи этого типа стали создаваться со второй половины 60-х годов, они также относятся к III поколению.

Под преобразователем IV поколения здесь понимается прибор, в котором устройство обработки информации представляет собой ЭВМ, построенную на основе микропроцессоров. При этом микропроцессор выполняет многие из функций, ранее осуществлявшихся в приемнике и в пульте управления с участием оператора. Математическое обеспечение микропроцессора основано не на моделировании традиционных методов преобразования сигнала.

лов в аналоговых устройствах, а на представлениях, базирующихся на теории динамических систем в пространстве состояний, высшей геодезии и теории распространения радиоволн [170—172].

Как известно, дальнейший прогресс в области радиоэлектроники связан с применением БИС. Создание БИС требует значительных затрат на их разработку и оснащение производства. Поэтому экономически оправданным является лишь производство БИС общего применения, которым обеспечено массовое использование. Большие интегральные схемы, пригодные для построения ЭВМ универсального типа, и принадлежат к этому классу микросхем.

Микропроцессоры являются дешевыми, надежными и компактными устройствами, способными выполнять самые разнообразные функции, их можно применять не только для обработки принятых сигналов, но и в качестве устройств, которые традиционно выполнялись на схемах иного класса, например в качестве синтезаторов частот или временных модуляторов.

Уже применительно к приемоиндикаторам III поколения было доказано, что устройство обработки, построенное на принципах цифрового дифференциального анализатора уступает по числу микросхем, стоимости и сложности устройству обработки, построенному на основе ЭВМ [58].

Следует подчеркнуть, что приемоиндикаторы не являются изделиями массового производства. Поэтому специализированные БИС для их построения серийно выпускаться не будут. В этой связи приемоиндикаторы с использованием БИС в соответствии с определением, данным выше, могут быть построены только как приемоиндикаторы IV поколения. В таких приемоиндикаторах схемотехническая часть, специфическая только для данного типа приемоиндикатора, будет минимальной. Таким образом, открываются самые широкие возможности для унификации приемоиндикаторов в условиях серийного производства, повышения его эффективности, снижения эксплуатационных затрат и т. д.

По существу все новые типы авиационных приемоиндикаторов РНС «Омега» и «Лоран-С» построены на основе микропроцессоров. В качестве основных элементов при этом используются как однокристалльные процессоры, так и микропроцессорные комплекты [172]. Применение микропроцессоров привело к значительному улучшению всех основных технических характеристик приемоиндикаторов.

4.5.2. Архитектура приемоиндикаторов IV поколения. Очевидно, что приемоиндикатор IV поколения может рассматриваться как вычислительная система. Архитектура вычислительной системы часто выбирается эвристически. Однако в нашем случае архитектура приемоиндикатора, по-видимому, определяется однозначно, если в качестве критерия для выбора его схемы использовать требование минимизации части схемы, отражающей специфические особенности конкретной системы с передачей максимального числа функций микропроцессору приемоиндикатора. Специфика приемоиндикатора в первую очередь сказывается на приемнике,

включающем усилительные тракты, дискретизаторы, синтезаторы частот гетеродинов, временные модуляторы, устройства формирования внутренних временных диаграмм (коммутаторы и др.), каскады управления усилением [171].

На рис. 4.5.1 изображена схема приемного устройства, предназначенного для работы в приемоиндикаторе IV поколения. Данные из ЭВМ по шинам соответствующей магистрали вводятся в приемник. Коды команд вводятся в приемник по другой магистрали. Эти команды управляют мультиплексорами, которые обеспечивают ввод данных в соответствующие коды регистры управления.

В тех случаях, когда управление устройствами приемника осуществляется двоичными потенциальными кодами, регистр управления непосредственно соединяется с определенной схемой. В частности, такая форма связи требуется для управления временным модулятором (см. рис. 2.4.9), синтезом частот, для вращения диаграммы направленности приемной антенны, в некоторых схемах управления усилением приемных трактов. В других случаях, когда для управления усилением необходимы аналоговые сигналы, цифровой код, содержащийся в регистре, преобразуется в аналоговый сигнал цифроаналоговыми преобразователями—ЦАП (например, для традиционных схем управления усилением).

Сигналы, принимаемые антенной, усиливаются приемником, выходы которого поочередно с определенной частотой дискретизации подключаются к ключевому дискриминатору. Ключевые дискриминаторы в сочетании с АЦП выполняют функции дискретизаторов.

Сигнальные выборки с выхода ключевой схемы в АЦП преобразуются в цифровой код и вводятся в соответствующий регистр. Данные из этого регистра периодически по магистрали данных вводятся в ЭВМ, где подвергаются обработке с целью получения навигационных параметров.

В качестве синтезатора частот управляемого временного модулятора может быть применена схема, подробно описанная в п. 2.4.5 (см. рис. 2.4.9,а).

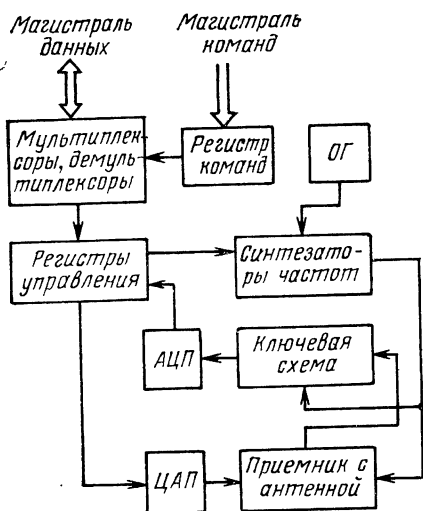


Рис. 4.5.1. Схема приемного устройства цифрового приемоиндикатора.

Прямой цифровой синтез временных последовательностей. Допустим, что в регистр управления введено некоторое кодовое число $c(v)$. Пусть T_0 — период частоты опорного генератора, сигнал которого поступает на счетчик — двоич-

ный делитель частоты. Когда содержимое счетного регистра окажется идентичным кодовому числу $c(v)$, на выходе схемы совпадения появится выходной сигнал. Предположим теперь, что после появления этого сигнала кодовое число $c(v)$, содержащееся в регистре управления, заменяется на код $c(v+1)=c(v)+d(v)$. Тогда следующий импульс на выходе схемы совпадения появится через интервал времени, равный $\tau(v+1)=T_0d(v)$.

Очевидно, что может быть найден алгоритм вычисления ряда чисел $c(v)$ (иными словами, определена стратегия управления временным модулятором), обеспечивающий получение на выходе схемы совпадения практически любой требуемой последовательности опорных импульсов. Вычисление и ввод соответствующих кодов в регистр управления обеспечивается ЭВМ. Возможен также синтез такой последовательности, средняя длительность периода повторения которой с необходимой точностью будет совпадать с заданной величиной. Тем самым окажется возможным синтез гетеродинных сигналов заданной частоты.

Очевидно, что, подсоединяя к двоичному счетчику временного модулятора требуемое число схем совпадения (на рис. 2.4.9 не показано), управляемых соответствующими регистрами, можно осуществить одновременный синтез нескольких временных последовательностей импульсов и гетеродинных частот. При этом единственным ограничением здесь будет быстрдействие вычислителя. Управление вычислителем в этом случае может быть осуществлено с использованием режима прерываний с многоуровневым приоритетом. Действительно, пусть каждый импульс на выходе схем совпадения является сигналом прерывания и каждому из них соответствует определенный приоритет. Тогда условием осуществимости излагаемого здесь принципа построения аппаратуры является завершение обработки всех сигналов прерывания (вычисление кодовых чисел $c(v)$ для всех последовательностей) за время, равное значению минимального периода синтезируемой последовательности.

Временное положение, или фаза синтезируемых последовательностей в описываемой схеме изменяется по следующему простому алгоритму:

$$c_1(\theta) = c(\theta) + [\tau/T_0 + 1/2],$$

где τ — время, на которое должна быть смещена временная последовательность.

Формирование и предварительная обработка сигнальных выборок. В § 1.5 и 4.2 было показано, что для оптимальной обработки сигналов фазовых систем требуются квадратурные каналы и соответственно двухканальные схемы, выделяющие квадратурные компоненты сигналов (см. рис. 1.5.1,а, 2.4.11,а и др.). В цифровых приемоиндикаторах методы квадратурной обработки могут быть осуществлены в одноканальной схеме.

На рис. 4.5.2 изображены схемы формирования сигнальных выборок. Смесь $x(t)$ сигнала и помехи с выхода приемника поступает на ключевую схему. Последовательности стробовых импульсов $h(t)$, управляющие работой этой схемы, изображены на рис. 4.5.3. Эти последовательности состоят из пар импульсов. Импульсы в паре взаимно смещены на $1/4$ периода T_0 несущей сигнала.

Пусть первый импульс v -й пары приходит в момент времени t_v . Тогда соответствующая ему сигнальная выборка будет равна

$$u(v) = x(t_v) + u_0 = X(t_v) \cos \omega t_v + u_0.$$

Здесь $x(t_v)$ и $X(t_v)$ — сигнальные выборки смеси сигнала и помехи и ее огибающей в моменты дискретизации t_v ; u_0 — начальное смещение выходного напряжения ключевой схемы (ее дрейф).

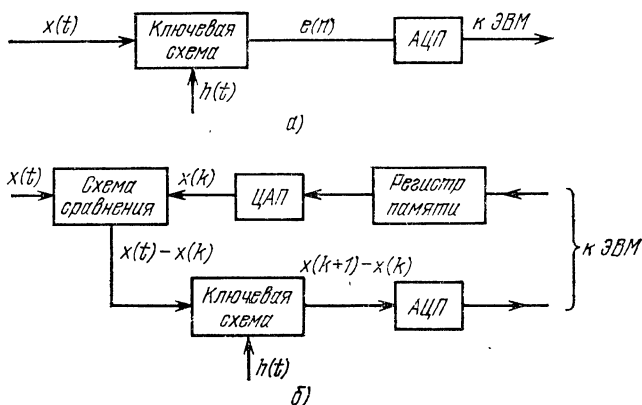


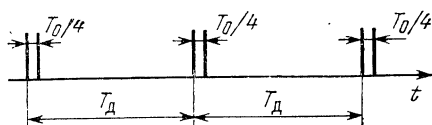
Рис. 4.5.2. Формирование сигнальных выборок при скользящем суммировании (а) и при рекурсивном накоплении (б).

Для второго импульса пары, приходящего в момент времени $t_v + T_0/4$, сигнальная выборка

$$u_1(v) = X(t_v + T_0/4) \cos \omega(t_v + T_0/4) + u_0 = X(t_v + T_0/4) \sin \omega t_v + u_0,$$

так как $\omega T_0/4 = \pi/2$. Очевидно также, что $X(t_v + T/4) \approx X(t_v)$. И поэтому получим $u_1(v) \approx X(t_v) \sin \omega t_v + u_0$ (начальное смещение выходного напряжения ключевой схемы u_0 в цифровом приемоиндикаторе может быть полностью скомпенсировано и далее не учитывается).

Рис. 4.5.3. Последовательность стробовых импульсов.



Сигнальные выборки преобразуются АЦП в цифровую форму и вводятся в ЭВМ для дальнейшей обработки.

Период следования стробовых пар в некоторых системах, например в ИФРНС «Лоран-С», определяется законом модуляции сигнала. Период дискретизации T_D для систем с немодулирован-

ным сигналом или с временной селекцией зависит от передаточной функции приемника.

Можно показать, что дискретизация приводит к увеличению дисперсии оценки, которое характеризуется коэффициентом

$$e_1 = 1 + \left(2 \sum_{n=1}^{\infty} B(nT_d) \right) / B(0),$$

где $B(\tau) \leftrightarrow |\kappa(i\omega)|^2$; $\kappa(i\omega)$ — передаточная функция приемника. В частности, для случая, когда передаточная функция формируется одиночным колебательным контуром с полосой пропускания Δf , получим

$$e_1 = (\beta/2) [(1 + e^{-\beta}) / (1 - e^{-\beta})],$$

где $\beta = \pi \Delta f T_d$.

Для избирательной системы, состоящей из двух колебательных контуров, имеем

$$e_1 = \frac{\beta}{4} \left[\frac{1 + e^{-\beta}}{1 - e^{-\beta}} + 2\beta \frac{e^{-\beta}}{(1 - e^{-\beta})^2} \right].$$

Расчеты показывают, что при $\Delta f T_d = 1$ для одиночного контура и для двух контуров величина e_1 будет соответственно равна 1,7 и 1,2. Можно показать, что для избирательной системы со столбчатой характеристикой

$$e_1 \approx \begin{cases} 1 & \text{при } \Delta f T_d \leq 1, \\ \Delta f T_d & \text{при } \Delta f T_d > 1. \end{cases}$$

Таким образом, частота дискретизации должна быть выбрана из условия $F_d = 1/T_d \geq \Delta f$.

Сигнальные выборки, преобразованные в цифровую форму, могут быть непосредственно использованы для вычисления РНП. При этом весь объем вычислений необходимо выполнять за период дискретизации T_d или T_M . В этом случае требования к быстродействию ЭВМ становятся невыполнимыми. Время вычислений по программе может быть увеличено на 2—4 порядка, если произвести предварительную обработку сигнальных выборок. Сигнальные выборки могут накапливаться по простейшему алгоритму (скользящее суммирование):

$$x_{\Sigma}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x(t_n + kT_d) \quad (\text{ср. с (4.2.14)})$$

или

$$x(k+1) = x(k) + x(t_n + kT_d), \quad (4.5.1)$$

где $0 \leq k \leq M-1$.

При этом алгоритм скользящего суммирования реализуется в ЭВМ и $x_{\Sigma}(n)$ формируются в определенных ячейках памяти. Величины $x_{\Sigma}(n)$ далее используются для вычисления РНП. При этом

период дискретизации и соответственно цикл вычислений РНП по программе будет равен $T = MT_d$.

Очевидно, с точки зрения построения дешевой и надежной аппаратуры было бы выгодным период T выбирать возможно большим. Однако, как это было показано в § 4.3, увеличение T выше определенных значений приведет к увеличению дисперсии оценки. Допустимое значение T определяется статистическими характеристиками измеряемых параметров.

Алгоритм скользящего суммирования можно заменить алгоритмом рекурсивного накопления

$$x_z(k+1) = x_z(k) + e_1(k),$$

где

$$e_1(k) = [x(t_k) - x_z(k)] m,$$

или

$$x_z(k+1) = (1 - m)x_z(k) + mx(t_k). \quad (4.5.2)$$

Здесь $t_k = t + kT_d$, при этом $m \ll 1$. На рис. 4.5.2,б приводится схема, реализующая алгоритм (4.5.2). Может быть показано, что практически по всем характеристикам алгоритм рекурсивного накопления (4.5.2) равноценен алгоритму скользящего суммирования при выполнении условия $m = 2/(M+1)$; $M \gg 1$.

Алгоритм рекурсивного накопления позволяет существенно снизить требования к точности, быстродействию, разрядности АЦП, к разрядности памяти, в которой осуществляется накопление $x_z(n)$. При этом АЦП вообще может быть выполнен одноразрядным, т. е. заменен компаратором — устройством, входной сигнал которого равен «1» или «0» в зависимости от знака $e_1(n)$. Таким образом реализуется цифровой эквивалент схемы, изображенный на рис. 3.2.3.

ВЛИЯНИЕ УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

5.1. Учет влияния условий распространения радиоволн

Точность определения координат фазовым методом зависит от внешних условий (радиопомех) и условий распространения радиоволн. Влияние помех было рассмотрено выше. Настоящая глава посвящена изучению воздействия различного рода природных факторов на фазу радиоволн, распространяющихся над земной поверхностью.

Разнообразие явлений природы, воздействующих на фазу радиосигналов, огромно. Одновременный учет влияния различных факторов невозможен и нецелесообразен. Поэтому обычно для оценки фазы принимаемого сигнала применяют метод анализа, основанный на последовательном учете влияния различных условий. Сначала определяется фаза при распространении над однородной в электрическом отношении сферической поверхностью. Затем оценивается влияние электрической неоднородности подстилающей поверхности, т. е. влияние изменения параметров почвы вдоль трассы распространения, растительности, небольших колебаний высоты поверхности над уровнем моря, высоты точки приема. Необходимо также учитывать влияние геометрических неоднородностей: гор, холмов, впадин и т. д.

Влияние условий распространения на точность определения координат фазовым методом практически обуславливается диапазоном волн, в котором работает система (СДВ, ДВ, СВ). Поэтому, как правило, нет необходимости учитывать особенности конкретного технического исполнения систем разных типов (см. гл. 2). Исключение составляет влияние на их работу волн ДВ и СВ диапазонов, отраженных от ионосферы (см. § 1.6).

В этой главе влияние условий распространения ДВ и СВ излагается применительно к радиоволнам, распространяющимся вдоль земной поверхности. Особое место занимает изучение фазы радиоволн СДВ диапазона, распространяющихся на большие расстояния в сферическом волноводе Земля—Ионосфера в связи с его использованием для радионавигации на дальних расстояниях.

Теория распространения радиоволн позволяет аналитическим способом вычислить изменения отклонения фазы, вызванные ре-

альными условиями распространения, по сравнению с распространением в свободном пространстве. Прогнозирование погрешностей, обуславливаемых распространением в реальной среде, и их последующий учет — наиболее эффективное средство повышения точности определения координат фазовым методом.

Естественно, что в объеме одной главы книги, посвященной фазовым методам измерения координат, не представляется возможным всесторонне осветить упомянутые выше вопросы. В ряде случаев изложение ведется предельно кратко.

5.2. Фаза радиоволн при распространении над однородной земной поверхностью

5.2.1. Поле электрической антенны над идеально проводящей плоскостью. Пусть в точке O идеально проводящей координатной плоскости XOY помещен элементарный излучатель с током I и длиной l (электрический диполь с моментом тока $p=Il$). Тогда в точке наблюдения, расположенной на этой плоскости, удаленной на расстояние d от начала координат, вертикальная составляющая напряженности электрического поля [111]:

$$E_z = \frac{i\omega\mu_0 Il \exp[i(\omega t - kd)]}{2\pi d} \left(1 + \frac{1}{ikd} - \frac{1}{k^2 d^2}\right). \quad (5.2.1)$$

Здесь $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ (Г/м) — магнитная постоянная; $k=2\pi/\lambda$ — волновое число. Для практических расчетов обычно используются равенства

$$\omega\mu_0 Il/2\pi = 120\pi Il/\lambda = 300 \sqrt{P}.$$

Здесь и далее P — излучаемая мощность (кВт). В случае $kd \gg 1$ из (5.2.1) имеем

$$E_z \approx \frac{300 \sqrt{P}}{d} \exp[i(\omega t - kd + \pi/2)] \quad (5.2.2)$$

Теория систем с определением координат фазовым методом, построенная без учета влияния распространения радиоволн над реальной земной поверхностью, опирается на закон изменения разности фаз с расстоянием, вытекающий из выражения (5.2.2). В общем же случае напряженность поля сигнала

$$E_z = 300 (\sqrt{P}/d) \exp[i(\omega t - kd + \pi/2)] V(x, y, z),$$

где $V(x, y, z)$ — медленно меняющаяся комплексная функция координат, обычно называемая *функцией* или *множителем ослабления* [111, 112].

Для ФРНС важнейшее значение имеет аргумент множителя ослабления, взятый с обратным знаком; он называется *дополнительной фазой*

$$\Phi_{\text{доп}} = -\arg V(x, y, z). \quad (5.2.3)$$

Поэтому фаза поля φ в точке наблюдения будет равна $\varphi = \omega t + \pi/2 - (\kappa d + \varphi_{\text{доп}})$.

В простейшем случае поле диполя над идеальной проводящей плоской поверхностью (5.2.1) — функция ослабления равна

$$V(d) = 1 + 1/ikd - 1/(\kappa d)^2,$$

и соответственно дополнительная фаза

$$\varphi_{\text{доп}} = \begin{cases} \pi - \arctg \kappa d / (1 - \kappa^2 d^2) & \text{при } \kappa d \leq 1, \\ + \arctg \kappa d / (\kappa^2 d^2 - 1) & \text{при } \kappa d > 1. \end{cases}$$

Из этого следует, что на расстоянии $d \geq (2-3)\lambda$ дополнительной фазой при распространении над идеальной проводящей плоской землей можно пренебречь.

Так как распределение токов в передающих антеннах обычно известно, то поле над идеально проводящей плоскостью легко можно вычислить с помощью общеизвестного метода наведенных ЭДС [113]. В частности, для случая, когда передающая антенна представляет собой штыревую антенну без верхней нагрузки с совершенным заземлением, были вычислены значения дополнительной фазы в зависимости от расстояния и электрической высоты антенны [114, 115]. С использованием фазовых методов были экспериментально подтверждены результаты расчетов и доказано, что при расстояниях $d \leq (0,2-0,3)\lambda$ конечная проводимость почвы слабо влияет на дополнительную фазу [116].

Реальные антенны, за редким исключением, имеют верхнюю нагрузку в виде горизонтального полотна или зонта и часто противовес, состоящий из сети натянутых над поверхностью земли горизонтальных проводов. Поэтому поле в ближней зоне заметно отличается от того, которое было получено для штыревой антенны в [114]. В связи с этим результаты этой работы здесь подробно не приводятся. Расчеты ближнего поля антенных систем со сложной конфигурацией обычно производятся с применением численных методов анализа.

Знание фазовой структуры поля антенны в ближней зоне необходимо, когда прием сигналов ведущей станции и местного передатчика для целей синхронизации осуществляется на специальную приемную антенну, расположенную в непосредственной близости от передающей.

5.2.2. Электрические характеристики земной поверхности. Электрические характеристики земной поверхности определяются электрическими параметрами почвы: проводимостью σ , относительной диэлектрической проницаемостью ϵ и относительной магнитной проницаемостью μ . Относительная магнитная проницаемость обычно равна единице. Поэтому электрические параметры почвы достаточно полно характеризуются комплексной относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon' = \epsilon - i60\lambda\sigma$. Здесь σ в См/м, f в МГц, λ — длина волны в воздухе в м. Токи смещения и проводимости в почве соответственно пропорциональны ϵ и $60\lambda\sigma$. В табл. 5.2.1 даны значения частот, при которых активная и ре-

активная составляющие тока равны. Если частота менее указанной в табл. 5.2.1 в три раза, то влиянием ϵ можно пренебречь; если частота более указанной в три раза, то можно пренебречь влиянием σ .

Многочисленными исследованиями было установлено, что параметры почвы зависят от ее способности поглощать и удерживать влагу. Химический состав почвы играет здесь менее важную роль. В частности, доказано, что суглинок, проводимость которого обычно равна 10^{-2} См/м, после высушивания обладает проводимостью 10^{-4} См/м, равной проводимости гранита [117]. Содержание влаги в почве может изменяться при переходе от одного участка поверхности земли к другому. При этом каждый из этих участков

Таблица 5.2.1

Частоты, для которых активная и реактивная составляющие тока равны

ϵ	σ , См/м	f , МГц
80	4	900
10	10^{-2}	18
5	10^{-3}	3,6

может иметь сильно отличающиеся электрические характеристики. Влажность может увеличиваться во время дождя, но дренаж почвы и поверхностное испарение приводят к быстрому восстановлению электрических характеристик до первоначального значения. Влажность почвы на глубине одного метра и более в течение года, по-видимому, в основном постоянна.

На электрические характеристики почвы заметное влияние оказывает температура. Лабораторные измерения параметров образцов почвы показали, что ТК $\sigma \approx 0,02$ град $^{-1}$. Температурный коэффициент ϵ существенно меньше [117]. При замерзании наблюдаются значительные и быстрые изменения σ и ϵ (надо иметь в виду, что промерзанию подвергается только верхний слой почвы).

Интересными свойствами обладает морской лед, электрические характеристики которого, по-видимому, зависят от условий образования, возраста, температуры, рабочей частоты. Проводимость льда изменяется в широких пределах: от $5 \cdot 10^{-5}$ до $5 \cdot 10^{-3}$ См/м, причем значения $\sigma \geq 0,5 \cdot 10^{-3}$ См/м встречаются достаточно часто [118]. При этом его относительная диэлектрическая проницаемость может иметь значение $4 \leq \epsilon \leq 20$.

Волновое число и волновое сопротивление среды. Волновое число для однородной изотропной среды [111]

$$k' = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \omega \sqrt{\mu \epsilon_0} \sqrt{\epsilon'} = \omega \sqrt{\epsilon'}/c.$$

Здесь c — скорость распространения в свободном пространстве, $c = (\mu \epsilon_0)^{-1/2} = 299793$ км/с.

Напряженность поля при распространении плоской волны в полупроводящей среде ($\sigma \neq 0$) будет изменяться по закону

$$E_z = E_0 \exp(-\delta d) \exp[i(\omega t - \omega d/c')].$$

Здесь $c' = c/(\epsilon')^{1/2}$, величина $\delta = -(\omega/c) \operatorname{Im} \sqrt{\epsilon'} = (\omega/c) \sin(0,5 \operatorname{arctg} 60 \lambda \sigma)$

называется коэффициентом поглощения. В диапазонах длинных и средних волн $(60\lambda\sigma)^2 \gg \epsilon^2$, поэтому $\delta = 2\pi(30\sigma/\lambda)^{1/2}$.

Величину, обратную коэффициенту поглощения, часто называют глубиной проникновения. При прохождении волны вглубь среды на расстояние $l = \delta^{-1}$ модуль напряженности поля изменяется в $1/e$ раз. Значения глубины проникновения для различных сред и частот даны в табл. 5.2.2. Величина l характеризует толщину поверхностного слоя почвы, наиболее сильно влияющего на распространение волн.

Таблица 5.2.2

Глубина проникновения радиоволн

Частота, МГц	$\sigma = 4 \text{ См/м},$ $\epsilon = 80$	$\sigma = 10^{-2} \text{ См/м},$ $\epsilon = 10$	$\sigma = 10^{-3} \text{ См/м},$ $\epsilon = 5$
0,01	2,5	50	150
0,1	0,80	15	50
3	0,14	5	17
10	0,08	2	9

Скорость распространения в поглощающей среде [119]

$$v = c [\epsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2]^{-1/4} [\cos(0,5 \arctg 60\lambda\sigma/\epsilon)]^{-1} \approx c(30\lambda\sigma)^{-1/2}.$$

Волновое сопротивление Z' среды равно отношению напряженностей электрического и магнитного полей:

$$E_x/H_y = Z'. \quad (5.2.4)$$

При этом

$$Z' = Z_0(\epsilon')^{-1/2} = Z_0[\epsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2]^{-1/4} \times \\ \times \exp[i(0,5 \arctg 60\lambda\sigma/\epsilon)],$$

где $Z_0 = (\mu_0/\epsilon_0)^{1/2} = 120\pi [\text{Ом}]$.

Поверхностный импеданс земной поверхности. Так как комплексная диэлектрическая проницаемость велика ($60\lambda\sigma \gg 1$), то длина волны в почве λ' будет много меньше длины волны в атмосфере: $\lambda' \sim \lambda(30\lambda\sigma)^{-1/2}$.

Если при этом поле мало меняется при изменении расстояния вдоль поверхности земли на длину волны в почве, то поле вблизи поверхности раздела воздух — почва (внутри почвы) будет представлять собой волну, распространяющуюся вдоль нормали к поверхности раздела. Поэтому в первом приближении векторы электрического и магнитного полей в почве параллельны поверхности раздела, причем они связаны между собой соотношением (5.2.4). В связи с непрерывностью тангенциальных составляющих векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} соотношение (5.2.4) сохраняется и для внешней стороны поверхности раздела. Это означает, что тангенциальные составляющие поля на поверхности раздела связаны соотношением

$$Z' = E_x/H_y \text{ при } z=0. \quad (5.2.5)$$

По этой причине Z' называют *поверхностным импедансом*. Во многих работах по распространению радиоволн используется понятие приведенного поверхностного импеданса

$$\Delta = Z' / Z_0. \quad (5.2.6)$$

Для нормальной к поверхности раздела составляющей поля справедливо также следующее приближенное выражение:

$$\partial E_z / \partial z \approx ik \Delta E_z \text{ при } z=0. \quad (5.2.7)$$

Формулы (5.2.5) и (5.2.6) известны как приближенные граничные условия Леонтовича [111, 112, 119].

Поверхностный импеданс в случае электрически неоднородной по вертикали почвы. При этом, как следует из [112, 120], приведенный поверхностный импеданс Δ_c для слоистой почвы будет равен

$$\Delta_c = \Delta_1 Q, \quad (5.2.8)$$

где Δ_1 — приведенный импеданс для первого верхнего слоя почвы, а коэффициент Q — функция электрических параметров слоев и глубин их залегания.

В частности, для двухслойной почвы

$$Q = (Z_2 + Z_1 \operatorname{th} ik_1 h_1) / (Z_1 + Z_2 \operatorname{th} ik_1 h_1). \quad (5.2.9)$$

Здесь h_1 — толщина первого слоя почвы; Z_1 и Z_2 — волновые сопротивления соответственно первого и второго слоев; κ_1 — волновое число для первого слоя. Если $60\lambda\sigma_1 \gg \varepsilon_1$ и $60\lambda\sigma_2 \gg \varepsilon_2$, где σ_1 , ε_1 , σ_2 , ε_2 — параметры слоев, то

$$Q = \operatorname{th} \left[(iv)^{1/2} + \operatorname{arctg} \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right)^{1/2} \right] = \frac{(\sigma_1/\sigma_2)^{1/2} + \operatorname{th} (iv)^{1/2}}{1 + (\sigma_1/\sigma_2)^{1/2} \operatorname{th} (iv)^{1/2}},$$

где $v = (\sigma_1 \mu \omega)^{1/2} h_1 = 48,7 (\sigma_1 / \lambda)^{1/2} h_1$.

Классификация трасс распространения по аргументу поверхностного импеданса. В ряде работ принята классификация трасс распространения в зависимости от аргумента Δ для подстилающих поверхностей:

- сильно индуктивная трасса $\pi/4 < \arg \Delta < \pi/2$;
- слабо индуктивная трасса $0 < \arg \Delta \leq \pi/4$;
- емкостная трасса $-\pi/4 < \arg \Delta \leq 0$.

Для однородной по вертикали полупроводящей трассы $\arg \Delta = \pi/4$, «диэлектрической» земле (емкостной трассе) ($60\lambda\sigma \ll \varepsilon$) соответствует $\arg \Delta = 0$.

Для однородных по вертикали почв аргумент поверхностного импеданса находится в пределах от 0 до $\pm \pi/4$. Только для слоистых почв $\arg \Delta$ может выйти из указанных пределов. При этом для реально существующих почв, всегда обладающих потерями, $\operatorname{Re} \Delta > 0$.

5.2.3. Дополнительная фаза поля электрического диполя над однородной земной поверхностью. Решение задачи определения поля вертикального диполя, расположенного на земной поверхности, электрические свойства которой описываются приведенным поверхностным импедансом Δ , а сама поверхность аппроксимируется сферой радиуса a , приводит к следующему выражению для функции ослабления [121]*):

$$V(x, y) = (\pi x i^{-1})^{1/2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\exp(-ixt_n)}{t_n - q^2} f_n(y), \quad (5.2.10)$$

$$\varphi_{\text{доп}} = -\arg V(x, y).$$

Здесь

$$x = (\kappa a/2)^{1/3} (d/a), \quad (5.2.11)$$

$$q = -i(\kappa a/2)^{1/3} \Delta. \quad (5.2.12)$$

При $\varepsilon' \approx -i60\lambda\sigma$ $q \approx 35i^{-1/2}\sigma^{-1/2}\lambda^{-5/6}$.

Функции $f_n(y)$ называются *высотными множителями*;

$$f_n(y) = \omega_1(t_n - y) / \omega_1(t_n).$$

Далее,

$$y = 2^{1/3}(\kappa a)^{-1/3} \kappa h = 2,30 \cdot 10^{-2} \lambda^{-2/3} h; \quad (5.2.13)$$

$\omega_1(t)$ — функция Эйри, являющаяся решением дифференциального уравнения $\omega''(t) - t\omega(t) = 0$, t_n — корни уравнения $\omega'_1(t) - q\omega_1(t) = 0$. Из этих выражений нетрудно получить уравнение для определения t_n :

$$dt_n/dq = 1/(t_n - q^2), \quad (5.2.14)$$

которое следует проинтегрировать при определенных начальных условиях, например:

$$t_n|_{q=0} = t_n(0),$$

где $t_n(0)$ — удовлетворяют уравнению $\omega'_1(t) = 0$ [119].

На рис. 5.2.1 приведены графики зависимости $|t_n|$ от частоты для трех видов почв, на рис. 5.2.2 даны аналогичные зависимости для $\arg t_n$ [122].

Функция ослабления V может быть представлена в виде

$$V(x, y) = 0,365 d^{1/2} \lambda^{-1/6} \sum_{n=1}^{\infty} |t_n - q^2|^{-1} \times \\ \times \exp[4,26 \cdot 10^{-2} d \lambda^{-1/3} |\operatorname{Im} t_n|] f_n(y) \exp\{-i[4,26 \cdot 10^{-2} \lambda^{-1/3} d \operatorname{Re} t_n + \\ + \arg(t_n - q^2) + \pi/4 - \arg f_n(y)]\}. \quad (5.2.15)$$

* В выражение (5.2.10) внесены изменения, вызванные принятой здесь зависимостью от времени $\exp i\omega t$.

Из рис. 5.2.1 и 5.2.2 видно, что $|t_n|$ увеличивается с ростом n . Поэтому при $x > 1-1,5$, т. е. при соблюдении условия

$$d \geq (23,5-35)\lambda^{1/3} \quad (5.2.16)$$

для инженерных расчетов в выражении (5.2.3) можно сохранить только первый член. (В (5.2.15) и (5.2.16) расстояние d выражено в километрах.)

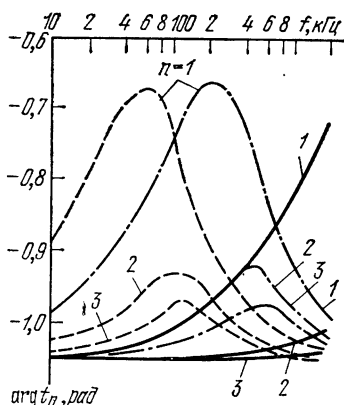
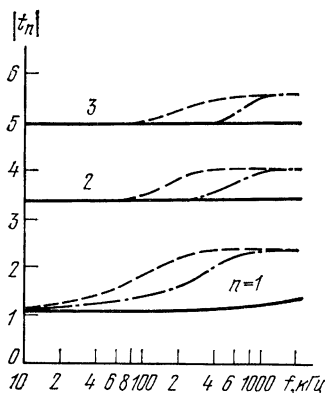


Рис. 5.2.1. Зависимость $|t_n|$ от частоты f при $\sigma=1$ См/с, $\epsilon=80$ (сплошные линии); при $\sigma=0,01$ См/м, $\epsilon=20$ (штриховые линии); $\sigma=0,001$ См/м, $\epsilon=10$ (штрих-пунктирные линии).

Рис. 5.2.2. Зависимость $\arg t_n$ от частоты f при $\sigma=1$ См/м, $\epsilon=80$ (сплошные линии); при $\sigma=0,01$ См/м, $\epsilon=20$ (штриховые линии); $\sigma=0,001$ См/м, $\epsilon=10$ (штрих-пунктирные линии).

В работе [122] выполнены расчеты модуля и аргумента $V(x, 0)$, некоторые результаты которых приведены на рис. 5.2.3 и 5.2.4.

Дополнительная фаза на большом расстоянии от передатчика. При соблюдении условия (5.2.16) дополнительная фаза будет определяться аргументом первого члена ряда (5.2.10)

$$\varphi_{\text{доп}} = x \operatorname{Re} t_1(q) + \pi/4 + \arg(t_1(q) - q^2). \quad (5.2.17)$$

Из (5.2.17) следует, что дополнительная фаза линейно зависит от расстояния (5.2.11), что эквивалентно изменению скорости распространения.

Обозначим через Δv приращение скорости распространения. Тогда

$$\begin{aligned} \Delta v &= -(1/2\pi) \partial \varphi_{\text{доп}} / \partial d, \text{ или} \\ \Delta v &= -(1/2) (\lambda^2 / a^2 \pi^2)^{1/3} \operatorname{Re} t_1 c. \end{aligned}$$

Расчеты по этой формуле полностью совпадают с опытом и показывают, что чем хуже проводимость почвы и чем больше длина волны, тем сильнее скорость распространения над сферической земной поверхностью отличается от скорости распространения

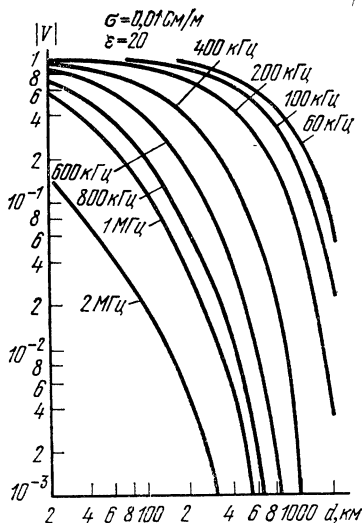
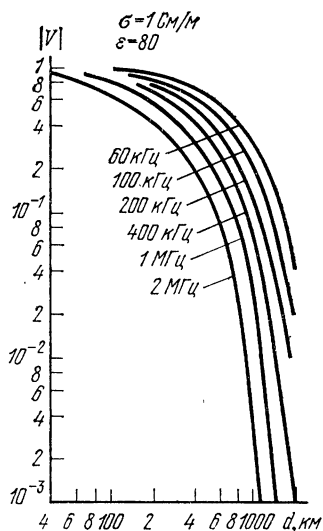
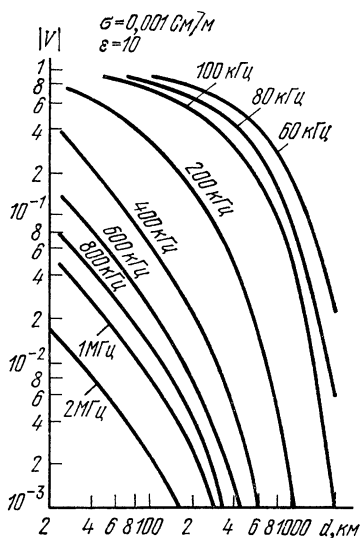


Рис. 5.2.3. Зависимость $|V|$ от расстояния и частоты при различных значениях σ и ϵ .



в свободном пространстве. Например, при $\lambda=3000$ м при $\sigma=1$ См/м и $\sigma=0,001$ См/м величина Δv соответственно равна -210 и -620 км/с; при $\lambda=300$ м и тех же значениях проводимостей приращения скорости распространения будут -81 и -97 км/с.

Величина $Re t_1$, входящая в формулу (5.2.17), вычисляется интегрированием дифференциального уравнения (5.2.14).

Как будет показано ниже, под влиянием растительности, морского волнения, многих хаотически расположенных невысоких

неровностей и т. п. приведенный поверхностный импеданс может отличаться на малую величину $\delta\Delta(\delta q)$ от вычисленного при учете только электрофизических характеристик почвы. Из-за приращения δq изменится $Re t_1$, и поэтому дополнительная фаза также изменится на величину $\delta\varphi_{доп}$.

Для случаев, представляющих практический интерес, имеем

$$t_1(q + \delta q) \approx t_1(q) + \frac{dt_1}{dq} \delta q + \frac{d^2 t_1}{dq^2} \frac{(\delta q)^2}{2}.$$

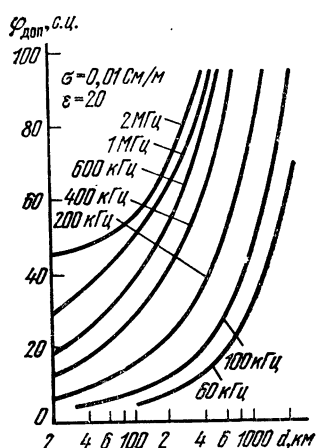
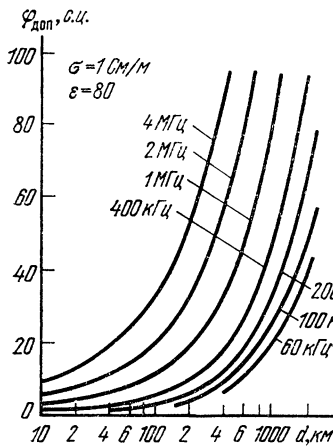


Рис. 5.2.4. Зависимость \$\varphi_{\text{доп}}\$ от расстояния и частоты.

Подставляя в это выражение (5.2.14), получаем

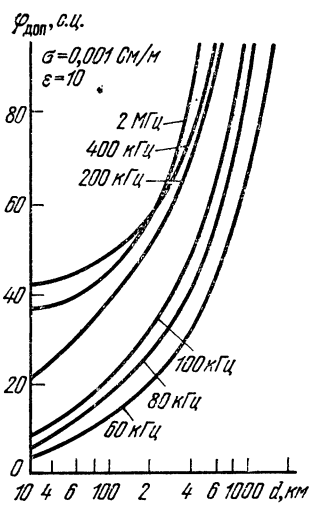
$$\delta t_1(q) = t_1(q + \delta q) - t_1(q) \approx \frac{\delta q}{t_1 - q^2} - \left[\frac{1}{(t_1 - q^2)^3} - \frac{2q}{(t_1 - q^2)^2} \right] \frac{\delta q^2}{2}$$

Из (5.2.17) найдем соответствующие приращения дополнительной фазы

$$\delta \varphi_{\text{доп}} = x \operatorname{Re} \delta t_1 \approx x \operatorname{Re} \frac{\delta q}{t_1 - q^2},$$

откуда

$$\delta \varphi_{\text{доп}} \approx x \frac{|\delta q|}{|t_1 - q^2|} \cos [\arg \delta q - \arg (t_1 - q^2)]. \quad (5.2.18)$$



Из (5.2.12) следует, что \$\arg \delta q = -\pi/2 + \arg \delta \Delta\$, где \$\delta \Delta\$ — приращение приведенного поверхностного импеданса. Тогда уравнение (5.2.18) можно записать так:

$$\delta \varphi_{\text{доп}} \approx x \frac{|\delta q|}{|t_1 - q^2|} \sin [\arg \Delta \delta - \arg (t_1 - q^2)]. \quad (5.2.19)$$

Эта же формула позволяет оценить величину погрешности, допускаемой при прогнозировании дополнительной фазы в случае неточного знания проводимости почвы. Нетрудно показать, что для некоторых видов почв при определенном значении частоты сигнала числитель в (5.2.19) будет равен нулю. Это означает, что прогнозируемая величина дополнительной фазы при соответствующем выборе частоты не критична по отношению к малым погреш-

ностям, допускаемым из-за неточного знания электрофизических характеристик почвы.

Степенные представления функции ослабления. Вычисления по формуле (5.2.10) требуют предварительного определения t_n . Кроме того, сходимость соответствующего ряда для $x < 0,5$ относительно медленная. При вычислении $\Phi_{\text{доп}}$ для малых расстояний, особенно с применением ЭВМ с ограниченными возможностями, устанавливаемых на подвижных объектах, более удобны степенные разложения для функции ослабления $V(x, y, z)$.

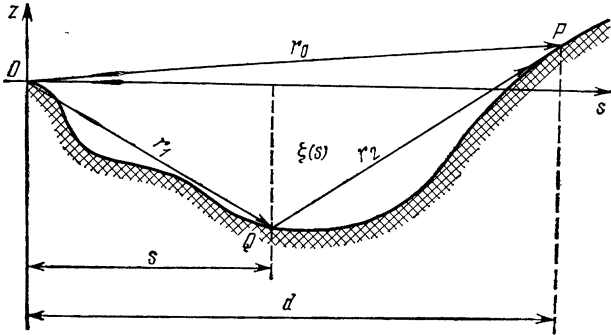


Рис. 5.2.5. Пояснения к интегральному уравнению (5.2.20).

Функция ослабления $V(x, y, z)$ для поля диполя над поверхностью раздела атмосфера — почва удовлетворяет следующему интегральному уравнению [119, 123]:

$$V(d) = 1 - (2\pi i)^{-1/2} \kappa^{1/2} \int_0^d V(s) \left(\Delta + \frac{\partial r_2}{\partial n} \right) \times \\ \times \exp[-i\kappa(r_1 + r_2 - r_0)] \left[\frac{d}{s(d-s)} \right]^{1/2} ds. \quad (5.2.20)$$

Здесь величины r_1 , r_2 и r_0 соответствуют рис. 5.2.5, $\zeta(s)$ в соответствии с рисунком — уравнение сечения поверхности раздела вертикальной плоскостью, проходящей через источник O и конечную точку трассы P ; $\partial r_2 / \partial n$ — означает дифференцирование по направлению внешней нормали к поверхности раздела; s — расстояние точки Q от координатной оси OZ (см. рис. 5.2.5).

Для сферической поверхности

$$\zeta(s) \approx -s^2/2a, \quad (5.2.21)$$

поэтому уравнение (5.2.20) переходит в выражение [119, 123].

$$V(d) = \exp(i\kappa d^3/24a^2) - (2\pi)^{-1/2} (i\kappa)^{1/2} \times \\ \times \int_0^d V(s) [\Delta + (d-s)/2a] \exp(i\kappa s^3/24a^2) [d/s(d-s)]^{1/2} ds. \quad (5.2.22)$$

В [124] было показано, что решение этого интегрального уравнения может быть приведено к виду (5.2.10). При этом были получены еще два важных разложения [124, 125]:

$$V(x) = \sum_{m=0}^{\infty} A_m q^m x^{m/2} i^{m/2}, \quad (5.2.23)$$

где

$$\begin{aligned} A_0 &= 1; \quad A_1 = -i\sqrt{\pi}; \quad A_2 = -2; \quad A_3 = i\sqrt{\pi}\left(1 + \frac{1}{4q^3}\right); \\ A_4 &= 4/3(1 + 1/2q^3); \\ A_5 &= -i(\sqrt{\pi}/2)(1 + 3/4q^3); \quad A_6 = -(8/15)(1 + 1/q^3 + 7/32q^6); \\ A_7 &= (i\pi^{1/2}/6)(1 + 5/4q^3 + 1/2q^6); \quad A_8 = (16/105)(1 + 3/2q^3 + 27/32q^6); \\ A_9 &= -(i\sqrt{\pi}/24)(1 + 7/4q^3 + 5/4q^6 + 21/64q^9); \\ A_{10} &= -(32/945 + 64/945q^3 + 11/189q^6 + 7/270q^9), \end{aligned} \quad (5.2.24)$$

а также

$$V(x) = \omega_0(\rho) + \omega_1(\rho)x^{3/2} + \omega_2(\rho)x^2 + \omega_3(\rho)x^{5/2} + \dots,$$

где

$$\begin{aligned} \omega_0(\rho) &= 1 - i(\pi\rho)^{1/2} e^{-\rho} \int_{i\rho^{1/2}}^{\infty} e^{-x^2} dx, \\ \omega_1(\rho) &= -i^{-1/2} 0,25\rho^{3/2} (1 - i(\pi\rho)^{1/2} - (1 + 2\rho)\omega_0(\rho)), \quad (5.2.25) \\ \omega_2(\rho) &= -i 0,25\rho^{-3} [1 - i(\pi\rho)^{1/2} - 2\rho + \rho^2 5/6 + (\rho^2/2 - 1)\omega_0(\rho)], \\ \omega_3(\rho) &= -i^{1/2} 0,125\rho^{-9/2} \left[\left(\frac{35}{8} - \frac{\rho^2}{4} + \frac{\rho^3}{6} \right) \times \right. \\ &\quad \times \omega_0(\rho) + \left(\frac{35}{8} - \frac{35}{8}\rho + \frac{31}{16}\rho^2 - \frac{5}{16}\rho^3 \right) i\sqrt{\pi\rho} - \\ &\quad \left. - \frac{35}{8} + \frac{35}{4}\rho - \frac{67}{12}\rho^2 + \frac{5}{3}\rho^3 \right]. \end{aligned}$$

Здесь ρ — так называемое численное расстояние:

$$\rho = iq^2 x = -i\pi\Delta^2 d/\lambda. \quad (5.2.26)$$

Для хорошо проводящих почв ($60\lambda\sigma \gg \varepsilon$) имеем $\rho \approx 52,3/\sigma\lambda^2$.

Величина s_q называется множителем численного расстояния,

$$s_q = -i\pi\Delta^2/\lambda. \quad (5.2.27)$$

Разложение (5.2.23) может быть получено непосредственно из (5.2.22), если $V(d)$ представить в виде ряда по степеням a^{-2} . В этом случае, как может быть показано, коэффициентами при a^{-2} будут функции $\omega_0(\rho)$, $\omega_1(\rho)$, ..., являющиеся решениями простых интегральных уравнений. Поэтому $\omega_0(\rho)$ можно рассматривать как функцию ослабления, вычисленную в пренебрежении кривизной земной поверхности, т. е. для «плоской земли» ($a \rightarrow \infty$).

Были найдены уточненные формы уравнения (5.2.22) [126, 127]

$$V(d) = \omega_0(\rho) - (i\kappa)^{1/2} (2\pi)^{-1/2} \int_0^d V_-(s) \exp[-i\kappa(r_1 + r_2 - r_0)] \times \\ \times \left\{ \zeta'(s) \omega_0(d-s) - \frac{\zeta(d) - \zeta(s)}{d-s} \right\} \left[\frac{d}{s(d-s)} \right]^{1/2} ds. \quad (5.2.28)$$

Подставляя $\zeta(s)$ из (5.2.21) в (5.2.28) методом итераций, можно получить разложение (5.2.23). Из (5.2.23) может быть получено также разложение по степеням q :

$$V(x) = \left(1 - i^{1/2} \sqrt{\pi} x^{3/2}/4 + \frac{7i}{60} x^3 + 7i^{-1/2} x^{9/2}/512 + \dots \right) + \\ + qx^{1/2} (\sqrt{\pi} i^{-1/2} - 2x^{3/2}/3 + \sqrt{\pi} i^{1/2} x^3/12 - 7ix^{7/2}/270 + \dots) + \\ + q^2 x (-2i - i^{-1/2} 3 \sqrt{\pi} x^{3/2}/8 + (9/70) x^3 + \dots) + q^3 x^{3/2} (-i^{1/2} \sqrt{\pi} + \\ + 8ix^{3/2}/15 + 5 \sqrt{\pi} i^{-1/2} x^3/96 + \dots) + \dots \quad (5.2.29)$$

И, наконец, могут быть даны следующие выражения в виде степенных рядов для функций $\omega_0(\rho)$, $\omega_1(\rho)$, $\omega_2(\rho)$ и $\omega_3(\rho)$:

$$\omega_0(\rho) = 1 - i(\pi\rho)^{1/2} - 2\rho + i\pi^{1/2}\rho^{3/2} + (4/3)\rho^2 + \dots, \\ \omega_1(\rho) = -i^{1/2}\pi^{1/2}/4 - i^{-1/2}\rho^{1/2}/2/3 + (3/8)\pi^{1/2}i^{1/2}\rho + (8/15)i^{-1/2}\rho^{3/2} - \dots, \\ \omega_2(\rho) = (7/60)i + \pi^{1/2}\rho^{1/2}/12 - 7i\rho/90 - 5\sqrt{\pi}\rho^{3/2}/90 + \dots, \\ \omega_3(\rho) = 7\pi^{1/2}i^{-1/2}/512 - 7i^{1/2}\rho^{1/2}/270 - i^{-1/2}17\pi^{1/2}\rho/1596 + \dots \quad (5.2.30)$$

Некоторые свойства функции $\omega_0(\rho)$. Функция $\omega_0(\rho)$ позволяет описать поле радиоволн вблизи передающего устройства. Свойства $\omega_0(\rho)$ существенно зависят от аргумента численного расстояния ρ , который в свою очередь определяется относительным поверхностным импедансом Δ . Согласно выражению (5.2.27) аргумент численного расстояния

$$b = \arg \rho = 2\arg \Delta - \pi/2 = \pi/2 + 2\arg q.$$

Известны представления для $\omega_0(\rho)$ в виде асимптотического ряда [120]:

$$\omega_0(\rho) = -\frac{1}{2\rho} - \frac{1 \cdot 3}{(2\rho)^2} - \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{(2\rho)^3} - \dots = -\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(2k-1)!!}{2^k} \frac{1}{\rho^k} \quad (\rho \gg 1, b < 0), \\ \omega_0(\rho) = -2i \sqrt{\pi} e^{-\rho} - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(2k-1)!!}{2^k} \frac{1}{\rho^k} \quad (\rho \gg 1, 0 \leq b < \pi/2). \quad (5.2.31)$$

Таким образом, при распространении над неоднородной по вертикали почвой (для сильноиндуктивных трасс) возникает сложное поле. Вследствие взаимодействия полей, соответствующих первому и второму слагаемым в (5.2.31),

фаза и амплитуда результирующего поля имеют типичную интерференционную картину при больших значениях ρ [128]. В частности, интерференционная картина наблюдается при распространении волн СВ диапазона над морем, покрытым льдом.

Об условиях применимости приближенных формул для определения $\Phi_{\text{доп}}$. Если трасса распространения радиоволн проходит над средой, вызывающей быстрое затухание радиоволн, то напряженность поля уже при небольших x становится слабой. Поэтому на малых расстояниях при указанных условиях с относительно небольшой погрешностью для определения фазы и амплитуды радиоволн вместо (5.2.10) можно использовать (5.2.25). Для оценки погрешности, допускаемой при этом, воспользуемся выражениями (5.2.29) и (5.2.30) (для $\omega_0(\rho)$). Нетрудно проверить, что при $x < 0,7$ и $|\rho| < 1$ можно получить приближенное выражение для $V(x) \approx \omega_0(\rho) V_0(x)$, где $V_0(x)$ — функция ослабления для идеально проводящей сферической земли ($q=0$).

Из (5.2.29) следует

$$V_0(x) \approx 1 - (1/4) i^{1/2} \pi^{1/2} x^{1.5} + (7/60) ix^3 + i^{-1/2} (7/512) x^{4.5} + \dots$$

Отсюда получим

$$\arg V_0(x) \approx - \operatorname{arctg} \frac{0,313x^{1,5}}{1 - 0,313x^{1,5}}. \quad (5.2.32)$$

Эта величина и представляет собой погрешность, допускаемую при замене $V(x)$ на $\omega_0(\rho)$ для сильно поглощающих трасс ($x < 0,7$; $\rho < 1$). Отсюда, задавшись погрешностью в 0,05 рад, легко можно найти условие применимости формулы для $\omega_0(\rho)$ при вычислении $\Phi_{\text{доп}}$; $d \leq 7,5\lambda^{1/3}$ (здесь d выражено в километрах).

Для очень хорошо проводящих трасс (над поверхностью моря) и длинных волн вообще нельзя пользоваться при оценке дополнительной фазы формулой (5.2.25) при $\omega_0(\rho)$. В этом случае дополнительная фаза должна вычисляться по (5.2.32):

$$\Phi_{\text{доп}} = \operatorname{arctg} [0,313x^{3/2} / (1 - 0,313x^{3/2})].$$

При этом ошибка не будет превосходить 0,05 рад при выполнении условия $d \leq 1,52 \cdot 10^{-5} \sigma \lambda^2$; $x \leq 0,7$.

5.2.4. Зависимость дополнительной фазы от высоты. Дополнительная фаза в зависимости от высоты изменяется сложным образом. При распространении над земной поверхностью фронт радиоволны отличается от фронта сферической волны. Фронт радиоволны вблизи поверхности искривляется в связи с поглощением энергии в почве [111, 119]. По мере подъема над земной поверхностью фронт радиоволны будет испытывать тенденцию к восстановлению, что приводит к уменьшению дополнительной фазы. Однако с дальнейшим ростом высоты появляется тенденция к увеличению дополнительной фазы в связи с увеличением длины трассы распространения радиоволн.

Уменьшение дополнительной фазы с высотой наиболее просто можно проследить, обратившись к приближенному граничному условию (5.2.7), устанавливающему скорость изменения вертикальной составляющей электрического поля на поверхности земли, а следовательно, и вблизи от нее. Формулу (5.2.7) можно переписать следующим образом:

$$\partial E / \partial h = i\kappa \Delta E.$$

Здесь h — высота объекта над земной поверхностью. Если обозначить через $E(0)$ поле над земной поверхностью, то получим

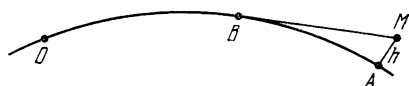


Рис. 5.2.6. К вычислению φ_h по формуле (5.2.35a).

приближенное выражение, справедливое только для малых значений h ($h \ll \lambda$):

$$E = E(0) (1 + i\kappa \Delta).$$

Вводя обозначения $\Delta_r = \text{Re } \Delta$ и $\Delta_i = \text{Im } \Delta$, получаем значение высотной составляющей дополнительной фазы φ_h , вызванной подъемом точки приема над земной поверхностью:

$$\varphi_h = -\arg(1 + i\kappa \Delta h) = -\arctg[(2\pi \Delta_r h / \lambda) (1 - 2\pi \Delta_i h / \lambda)^{-1}]. \quad (5.2.33)$$

Эта формула впервые была получена предельным переходом при $d \rightarrow \infty$ из формулы для функции ослабления при «плоской земле» [129] и сыграла важную роль в понимании влияния высоты на дополнительную фазу. Так как $\Delta_r > 0$, то $\varphi_h < 0$ и поэтому дополнительная фаза уменьшается. Первоначально φ_h изменяется по линейному закону: $\varphi_h \approx -360^\circ \Delta_r h / \lambda$. При $h = \lambda / 2\pi \Delta_i$ φ_h достигает значения -90° и затем асимптотически стремится к $\varphi_h = -(\pi/2 + \arg \Delta)$.

Очевидно, что

$$\varphi_{\text{доп}}(h) = \varphi_{\text{доп}}(0) + \varphi_h. \quad (5.2.34)$$

Здесь $\varphi_{\text{доп}}(0)$ — дополнительная фаза для проекции точки приема на земную поверхность. Интересно, что эта формула, как показывает сравнение с результатами строгой теории, может быть уточнена введением поправки геометрического характера, учитывающей удлинение трассы распространения вдоль касательной по сравнению с распространением вдоль земной поверхности ($MB - BA$) (рис. 5.2.6):

$$\Delta \varphi_h \approx 4,26 h^{3/2} / \lambda. \quad (5.2.35)$$

При этом дополнительную фазу $\varphi_{\text{доп}}(0)$ в формуле (5.2.34) следует брать для точки B:

$$\varphi_{\text{доп}(M)} = \varphi_{\text{доп}(B)} + \varphi_h + \Delta \varphi_h. \quad (5.2.35a)$$

Эта простая формула дает удовлетворительную точность для $h \leq (2,5-3)\lambda$.

Вычисление дополнительной фазы высотной составляющей φ_h производится по формуле

$$\varphi_h = \arg V(x, 0) - \arg V(x, y),$$

где функция ослабления $V(x, 0)$ и $V(x, y)$ вычисляется с помощью (5.2.10)

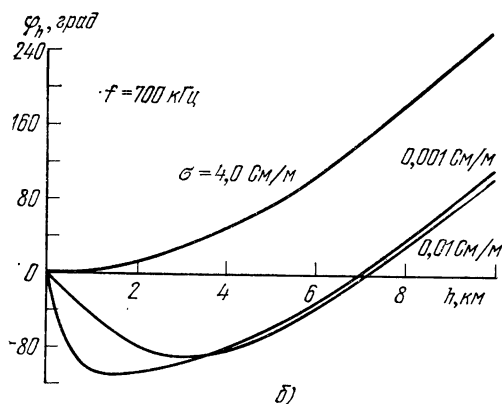
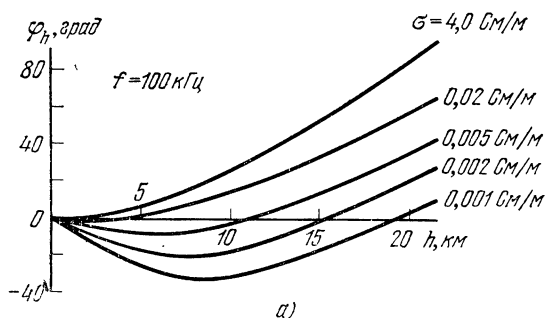


Рис. 5.2.7. Зависимость φ_h от высоты h для различных σ .

Некоторые результаты вычислений, выполненные на ЭВМ, в виде графиков приведены на рис. 5.2.7—5.2.9 для различных частот, проводимостей и расстояний. Однако в ряде важнейших случаев могут быть даны относительно точные и простые формулы для расчета φ_h .

Высотные множители $f_n(y)$ можно представить в виде ряда по степеням параметра y , пропорционального высоте ($y < 1$):

$$f_n(y) = 1 + (t_n/2)y^2 - y^3/6 + t_n^2 y^4/24 + \dots - qy(1 + t_n y^2/6 - y^3/12 + \dots).$$

Отсюда можно определить аргумент высотного множителя

$$\begin{aligned} \arg f_n(y) &= \arctg \frac{\operatorname{Im} [f_n(y)]}{\operatorname{Re} [f_n(y)]} \approx \\ &\approx \arctg \frac{-q_i y + (1/2)t_n i y^2 - (q t_n) i y^3/6 + \dots}{1 - q_r y + (t_n r/2) y^2 - (y^3/6) [1 + (q t_n)_r] + \dots} \end{aligned} \quad (5.2.36)$$

Здесь $q_r = \operatorname{Re} q$, $q_i = \operatorname{Im} q$.

Если $y^2 \ll 1$ и $|y^2 t_n| \ll 1$, то согласно (5.2.36)

$$\arg f_n(y) \approx -\arctg [q_i y / (1 - q_r y)]. \quad (5.2.36a)$$

В этом случае множитель $f_n(y)$ не зависит от t_n и может быть вынесен за знак суммы в (5.2.10). Поэтому изменение дополнительной фазы с высотой можно определить по формуле (5.2.36a). Подставляя в нее выражения для q и y из (5.2.12) и (5.2.13), получаем значение φ_h , совпадающее с (5.2.33). Этот результат является следствием приближенного граничного условия (5.2.7).

Для расстояний, соответствующих $x > 1$, когда вычисления могут быть выполнены по одночленной формуле, в соответствии с (5.2.36) φ_h определяется по формуле

$$\varphi_h = -\arctg \frac{0,5 t_1 y^2 - q_i y}{1 + t_{1r} y^2/4 - y^3/6 - q_r y}. \quad (5.2.37)$$

Величину t_1 можно найти из рис. 5.2.1 и 5.2.2.

Сравнение результатов вычисления по (5.2.37) с результатами вычислений $\varphi_{\text{доп}}$ по точной формуле показывает, что приближенная формула обеспечивает точность определения φ_h до 0,1 рад для значений $y \leq 1,5 - 2,0$.

Для морских трасс, положив в (5.2.35) $q \approx 0$, получим приближенную формулу

$$\varphi_h \approx 1,31 h^2 / \lambda^{4/3} - 2,08 h / \sigma^{1/2} \lambda^{4/3}, \quad (5.2.38)$$

где λ и h измеряются в километрах. Эта формула обеспечивает точность при $h \leq 15\lambda$, лучшую, чем 0,2 рад.

Формулы (5.2.37), (5.2.38), которые теоретически обосновываются для высот, соответствующих $y^2 |t_s| \ll 1$, для диапазона изменения дальностей и расстояний, соответствующих $x > 1$, в действительности, как показывает сравнение с данными, полученными

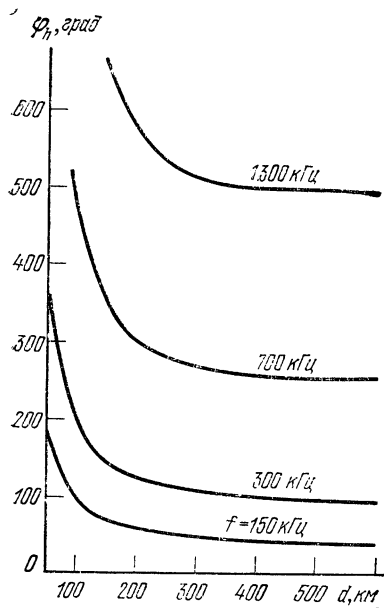


Рис. 5.2.8. Зависимость φ_h от расстояния d для различных частот f при $\sigma = 4,0$ См/м и $h = 10$ км.

по точной формуле, применимы для $x \geq 0,5$ и высот, не превышающих 1,2—1,5 высоты до плоскости горизонта для $\lambda > 150—200$ м. Это означает, что фронт радиоволны формируется в непосредственной близости от источника излучения. Поэтому уже при $x=0,5$ и далее на равных высотах от поверхности земли φ_h будет иметь значение, не зависящее от расстояния до передатчика. На высотах, меньших λ , φ_h при $d \geq 10\lambda$ примет установившееся значение.

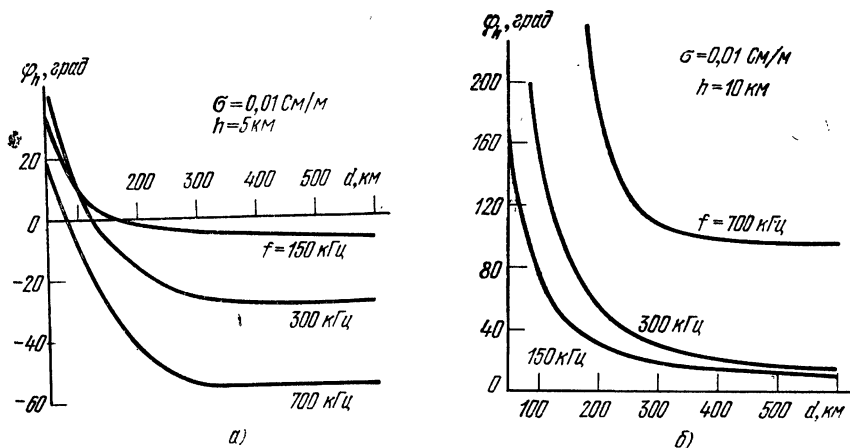


Рис. 5.2.9. Зависимость φ_h от расстояния d при $\sigma=0,01$ См/м:
а — для $h=5$ км, б — для $h=10$ км.

Из рис. 5.2.8 и 5.2.9 видно, что дополнительная фаза с уменьшением расстояния d до передающей станции начинает резко возрастать. Это возрастание обуславливается заметным увеличением расстояния по прямой от передатчика до точки приема по сравнению с соответствующим расстоянием вдоль поверхности земли.

Очевидно, что при использовании дальномерного способа определения координат (см. п. 1.2.3) дополнительная фаза φ_h непосредственно влияет на точность определения навигационного параметра. При использовании разностно-дальномерного способа результат измерения разности фаз будет зависеть от разности высотных составляющих дополнительной фазы. Как следует из изложенного (см. рис. 5.2.8), в точке приема, расположенной ниже плоскости горизонта, дополнительная фаза практически не зависит от расстояния и поэтому погрешности измерения РНП, обуславливаемая высотой, отсутствует. Если же по отношению хотя бы к одной из станций точка приема окажется выше плоскости горизонта, то при использовании разностно-дальномерного способа будут иметь место значительные погрешности определения координат.

Приведенные в настоящем параграфе формулы в принципе позволяют рассчитать высотную поправку.

5.2.5. Влияние растительного покрова на дополнительную фазу. Значительная часть земной поверхности покрыта лесами. Определение места в лесу, особенно в диапазоне средних волн, часто оказывается весьма затруднительным из-за значительной неустойчивости отсчетов и их зависимости от расположения и ориентации антенны.

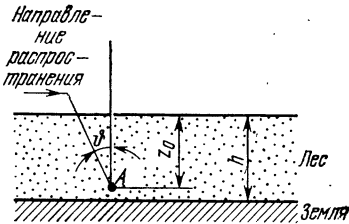


Рис. 5.2.10. К объяснению влияния леса на распространение радиоволн.

Было установлено, что при приеме на рамочные антенны стабильность отсчетов улучшается. Кроме того, известно [134], что напряженность поля испытывает сезонные изменения при распространении сигнала над лесом, а напряженность при приеме в лесу сильно зависит от высоты антенны. Установлено также, что поле в лесу имеет эллиптическую поляризацию.

Все эти явления можно объяснить, рассматривая лес как слой плохо проводящего материала, распределенного на поверхности земли (рис. 5.2.10).

Если электрические свойства слоя и его толщина на трассе не испытывают значительных изменений, то имеет место частный случай распространения над однородной слоистой поверхностью (см. п. 5.2.2). Было экспериментально установлено, что электрические свойства леса как плохо проводящего слоя в широком диапазоне частот (от СВ до УКВ) практически не изменяются [130, 131, 132].

Таблица 5.2.3

Электрические характеристики основных типов лесов

Тип леса	Электрические характеристики			
	леса		почвы	
	ϵ_1	$\sigma_1, \text{См/м}$	ϵ_2	$\sigma_2, \text{См/м}$
„Редкий“ ($h_{л} = 5 \text{ м}$)	1,0	$3 \cdot 10^{-4}$	5	$1 \cdot 10^{-3}$
„Средний“ ($h_{л} = 10 \text{ м}$)	1,1	$1 \cdot 10^{-3}$	20	$10 \cdot 10^{-3}$
„Густой“ ($h_{л} = 20 \text{ м}$)	1,3	$3 \cdot 10^{-3}$	50	$100 \cdot 10^{-3}$

Результаты тщательных и многочисленных исследований электрических свойств различных видов леса приведены в табл. 5.2.3 [132]. В настоящее время считается установленным, что моделью леса является плохо проводящий слой, электрические характеристики которого изотропны и остаются неизменными с высотой. Последнее обстоятельство объясняется влиянием кроны деревьев в верхней части слоя и влиянием утолщения ствола и подлеска — в нижней.

Подобная электрическая модель леса позволила применить для описания процессов распространения в лесу и над его поверхностью теорию распространения волн в слоистых средах [133], в результате чего были получены численные результаты, хорошо согласующиеся с экспериментальными данными [130, 131]. В этих работах обычно рассматривается наиболее сложный случай: приемная и передающая антенны расположены внутри слабопроводящего слоя (леса) на различных расстояниях от его границы с воздухом, причем длина волны в воздухе соизмерима с высотой леса $h_{\text{л}}$.

В данном случае могут быть сделаны некоторые упрощения: длина волны значительно больше высоты леса, передающее устройство всегда находится вне леса (на площадке, свободной от деревьев), приемная же антенна может располагаться в лесу (на расстоянии z_0 от поверхности раздела лес — воздух). При этих условиях влиянием поверхности раздела лес — почва на условия приема в первом приближении можно пренебречь, и тогда напряженность поля в лесу можно определить по формуле [119, с. 212]

$$E_z = (1/\epsilon) \exp[-ik(\epsilon_1 - 1)^{1/2}z_0] V(r) \exp(-ikr)/r, \quad (5.2.39)$$

$$E_x = (\epsilon_{\text{л}} + 1)^{-1/2} \exp[-ik(\epsilon_1 - 1)^{1/2}z_0] V(r) \exp(-ikr)/r. \quad (5.2.40)$$

Здесь r — расстояние от передатчика до точки, находящейся непосредственно над точкой приема; влиянием угла θ можно пренебречь из-за малости величины $h = \sin \theta$ по сравнению с r (см. рис. 5.2.10). Функция ослабления $V(r)$ учитывает, что известную часть или всю трассу радиоволна проходит над слоистой средой с характеристиками, приведенными в табл. 5.2.3.

Приведенный импеданс для этой части трассы рассчитывается по формуле (5.2.8), а сама функция ослабления — по методу расчета поля для сложных трасс, изложенным ниже в § 5.5. Для неоднородной по вертикали почвы из (5.2.8) и (5.2.9) получим

$$\Delta = (\Delta_1 \Delta_2 + \Delta^2_1 \operatorname{th} ik_1 h_{\text{л}}) / (\Delta_1 + \Delta_2 \operatorname{th} ik_1 h_{\text{л}}),$$

где $\Delta_1 = \Delta_0 \epsilon_1^{-1/2}$ — поверхностный импеданс, соответствующий верхнему слою — лесу; $\Delta_2 = \Delta_0 \epsilon_2^{-1/2}$ — поверхностный импеданс почвы.

Если поверхностный импеданс для поверхности раздела атмосфера — земля представить в виде $\Delta = \Delta_2 + \delta\Delta$, где $\delta\Delta$ — приращение поверхностного импеданса земли за счет леса, то получим

$$\delta\Delta = \Delta - \Delta_2 = \frac{\Delta^2_1 - \Delta^2_2}{\Delta_1 + \Delta_2 \operatorname{th} ik_1 h_{\text{л}}} \operatorname{th} ik_1 h_{\text{л}}.$$

В случае длинных волн $|ik_1 h_{\text{л}}| \ll 1$, и поэтому, принимая во внимание, что $\Delta^2_1 \gg \Delta^2_2$, будем иметь

$$\delta\Delta \approx \Delta_1 \operatorname{th} ik_1 h_{\text{л}} \approx \Delta_1 ik_1 h_{\text{л}} = i2\pi h_{\text{л}}/\lambda.$$

Тогда, воспользовавшись выражением (5.2.18), при $x > 1$ найдем

$$\delta\varphi_{\text{доп}} \approx 0,072\lambda^{-5/3} h_{\text{л}} d \operatorname{Re}(t_1 - q^2)^{-1}. \quad (5.2.41)$$

В частности, если трасса длиной в 200 км проходит над «густым» лесом (см. табл. 5.2.3), то при $\lambda=3000$ м получим $\Delta\varphi_{\text{доп}} \approx 0,5$ рад. Очевидно, что при распространении над лесистыми трассами дополнительные фазы в зимнее и летнее время будут отличаться, так как в зимнее время опадает листва и резко падает проводимость древесины. При этом порядок величины изменения дополнительной фазы определяется формулой (5.2.41). С уменьшением длины волны влияние леса будет возрастать и в диапазоне средних волн заметное влияние могут оказывать даже участки сравнительно небольшой протяженности. В этом случае можно при расчетах использовать формулу (5.2.23) или (5.2.25) для определения функции ослабления.

При приеме в лесу специфическим явлением оказывается наличие интенсивной горизонтальной составляющей поля, направленной вдоль линии распространения E_x , и множителей, различных для E_z и E_x [см. (5.2.39) и (5.2.40)]. Аргументы этих множителей равны:

для E_z

$$\Delta\varphi_{\text{лз}} = \arg [\varepsilon_1^{-1} \exp(-ik\sqrt{\varepsilon_1 - 1}z_0)] = -\arg \varepsilon_1 - ik\sqrt{\varepsilon_1 - 1}z_0, \quad (5.2.42)$$

для E_x

$$\Delta\varphi_{\text{лх}} = \arg [\varepsilon_1^{-1/2} \exp(-ik\sqrt{\varepsilon_1 - 1}z_0)] = -0,5 \arg \varepsilon_1 - ik\sqrt{\varepsilon_1 - 1}z_0. \quad (5.2.43)$$

При этом надо иметь в виду, что выполнение антенной системы, реагирующей только на вертикальную или только на горизонтальную составляющую электрического поля — задача практически невыполнимая. Прием обеих составляющих приводит к значительным искажениям. Пусть известны действующие высоты антенны для вертикальной и горизонтальной составляющих. Тогда принимаемый сигнал

$$e_c = h_z E_z + h_x E_x \cos \alpha,$$

где α — угол между направлением распространения и направлением на передатчик.

Так как фазы полей E_z и E_x , определяемые по (5.2.42), (5.2.43), различны, то фаза сигнала e_c будет зависеть от угла α . На фазу принимаемого сигнала в связи с изложенным заметное влияние будет оказывать случайный наклон антенны и способ ее заземления. Поэтому фаза сигнала при приеме на рамочную антенну, реагирующую на составляющую H_y , оказывается менее критичной к значению угла α ($H_z \sim 0$): необходимо лишь ориентировочно знать направление на передатчик.

Изложенный метод расчета дополнительной фазы и физическая картина явления, на которой он основан, позволяет объяснить эффекты, возникающие при распространении над лесом и при

приеме в лесу. Известен также другой метод, который основан на представлении леса как совокупности большого числа вторичных излучателей — одиночных деревьев [134]. Этот метод, дающий в диапазоне средних волн результаты, совпадающие с экспериментальными, менее универсален. В частности, он не позволяет объяснить явления, происходящие при приеме в лесу. Сравнение результатов, получаемых обоими методами, затруднительно, так как в формулы для эквивалентных электрических параметров трассы входят разные величины.

5.3. Погрешности фазового метода определения координат, вызываемые влиянием рельефа

5.3.1. Учет влияния неровностей земной поверхности. За исключением спокойного океана, земная поверхность никогда не бывает гладкой. Используемое в теории распространения радиоволн представление поверхности Земли геометрически правильной сферой — это удобная модель для исследования ряда важнейших явлений. В действительности рельеф земной поверхности весьма сложен и разнообразен. Даже тогда, когда поверхность земли в среднем относительно ровная, следует учитывать ее шероховатости.

Строгое решение электродинамических задач по определению поля, а следовательно, и дополнительной фазы в точке приема для реальной земной поверхности получить не удастся. Подобные вычисления не имеют практического значения, так как прогнозировать величину дополнительной фазы из-за многообразия природных условий в рабочей зоне РНС невозможно. В связи с этим наибольшую ценность представляет не точное определение дополнительной фазы, а оценка возможных погрешностей. Поэтому для оценки дополнительной фазы при конкретных условиях могут быть использованы приближенные методы решения.

В настоящем параграфе нас будет интересовать частный случай, представляющий практический интерес: точка наблюдения (место, определяемое штурманом) находится на значительном удалении от передающего устройства. Поэтому фронт волны источника в точке приема можно считать плоским. При этом в силу теоремы взаимности дополнительная фаза будет равна вычисленной, если антенны неподвижного передающего устройства и объекта поменять местами. Поэтому влияние неровности рельефа, находящейся в окрестности передающей антенны, на дополнительную фазу поля на большом расстоянии от передатчика легко учесть, если определено $\varphi_{\text{доп}}$ в точке размещения передатчика для плоской волны, направление распространения которой совпадает с направлением от передатчика на точку приема.

Влияние различных неровностей проявляется в виде образования вторичного электромагнитного поля, т. е. поля вторичного

излучения. На рис. 5.3.1,а линия OA соответствует направлению распространения первичного поля

$$E_I = E_0 \exp [ik(x \cos \theta + y \sin \theta)]$$

(множитель $\exp(i\omega t)$ опущен). Пусть в окрестности начала координат расположена неровность, являющаяся точечным источником вторичного поля

$$E_{II}(\mathbf{r}) = E_0 F(\mathbf{r}) \exp(-ikr).$$

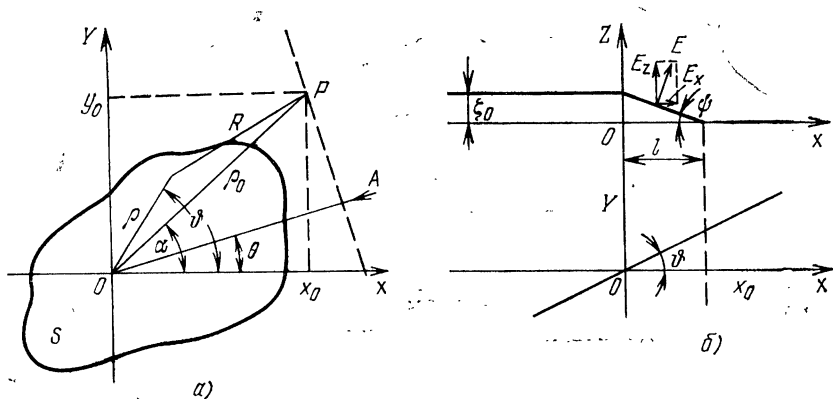
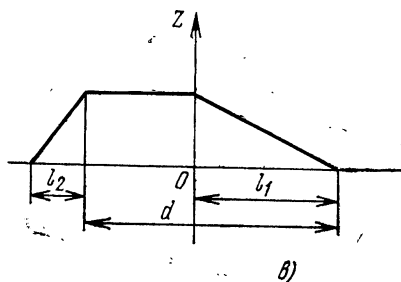


Рис. 5.3.1. К объяснению влияния препятствий с пологими склонами на дополнительную фазу:

а — к объяснению вывода основных соотношений; б — препятствие типа «пологий склон», в — модель горного кряжа с пологими склонами.



Здесь \mathbf{r} — радиус-вектор точки наблюдения, а $F(\mathbf{r})$ — комплексная функция координат x и y , характеризующая свойства вторичного излучателя. Тогда суммарное поле в некоторой точке $P(\rho_0)$ будет

$$E(P) = E_I(P) + E_{II}(P). \quad (5.3.1)$$

Так как для точки P $x_0 = \rho_0 \cos \alpha$, $y_0 = \rho_0 \sin \alpha$, из (5.3.1) следует

$$E(P) = E_0 \exp [ik(x_0 \cos \theta + y_0 \sin \theta)] w_p(\rho_0).$$

Здесь

$$w_p(\rho_0) = [1 + f(\rho_0)]; \quad f(\rho_0) = F(\rho_0) \exp \{-ik\rho_0 [1 + \cos(\theta - \alpha)]\}. \quad (5.3.2)$$

Поэтому дополнительная фаза, вызванная изменением рельефа, равна

$$\varphi_{p \text{ доп}} = -\arctg w_p(\rho_0) = -\arctg \text{Im} f(\rho_0) / [1 + \text{Re} f(\rho_0)]. \quad (5.3.3)$$

Если $|f(\rho_0)| \ll 1$, то

$$\varphi_{\text{р доп}} \approx -\text{Im} f(\rho_0) = |F(\rho_0)| \sin \{k\rho_0 [1 + \cos(\theta - \alpha)] - \arg F(\rho_0)\}. \quad (5.3.4)$$

Из (5.3.2) следует, что дополнительная фаза вдоль луча OP будет осциллировать с эквивалентной длиной волны $\lambda_0 = \lambda / [1 + \cos(\theta - \alpha)]$.

Если в качестве модели вторичного излучателя принять не точечный источник, как это было сделано выше, а прямолинейный большой протяженности (например, береговой уступ), то, как это нетрудно показать, дополнительная фаза должна быть определена из выражений (5.3.3) и (5.3.4). При этом для области, расположенной между источником и препятствием, получим (см. рис. 5.3.16)

$$f(\rho_0) = F(x, \theta) \exp(-i2kx_0 \cos \theta). \quad (5.3.5)$$

Здесь $F(x, \theta)$ — комплексная функция величин x и θ , характеризующая электродинамические свойства вторичного излучателя.

Соответственно дополнительная фаза вдоль направления OX , перпендикулярного оси вторичного излучателя, будет осциллировать с эквивалентной длиной волны $\lambda_0 = \lambda / 2 \cos \theta$. Для области позади препятствия получим $f(\rho_0) = F(x, \theta)$. Дополнительная фаза в этом случае с удалением от препятствия будет затухать аperiодически.

Как следует из (5.3.2) и (5.3.5), величина $f(\rho_0)$, а следовательно, $\varphi_{\text{доп}}$ и вместе с тем погрешность определения РНП зависят от взаимного расположения передающих станций системы, вторичного излучателя и точки приема. Допустим, что по формулам (5.3.4) и (5.3.5) вычислены $\varphi_{\text{доп}}(\theta_A)$ и $\varphi_{\text{доп}}(\theta_B)$ для навигационной пары A и B . Тогда погрешность определения РНП разностно-дальномерным способом

$$\Delta\varphi = \varphi_{\text{доп}}(\theta_A) - \varphi_{\text{доп}}(\theta_B).$$

Отсюда следует, что для нахождения погрешности определения РНП фазовым методом достаточно определить $f(\rho_0)$.

5.3.2. Влияние препятствий с пологими склонами. Препятствия с пологими склонами широко распространены в природе. Холмы, невысокие горы, долины рек и другие неровности подобного вида имеют пологие склоны с плавными переходами от одного уровня поверхности к другому. Для исследования влияния таких неровностей рельефа на распространение радиоволн применяется метод пологих неровностей [135, 119]. Этот метод позволяет свести задачу к определению поля над плоской подстилающей поверхностью, причем свойства реальной неровной поверхности учитываются при формулировании граничных условий.

На рис. 5.3.1,а подстилающая поверхность — плоскость $ХОУ$. Пусть реальная поверхность задана функцией

$$z = \zeta(x, y). \quad (5.3.6)$$

В диапазоне длинных волн приведенный поверхностный импеданс $|\Delta| \ll 1$, поэтому вектор напряженности электрического поля будет направлен приблизительно по внешней нормали к поверхности z . Согласно методу пологих неровностей проекции этого вектора поля на оси OX и OY (E_x и E_y) считаются тангенциальными составляющими некоторого воображаемого поля. Поверхность $z = \xi(x, y)$ заменяется плоскостью XOY .

В качестве условий применимости метода пологих неровностей в основополагающей работе [135] были даны весьма жесткие ограничения (рис. 5.3.1, б):

$$|\zeta'_x| \ll 1 \text{ и } 2\pi\zeta_0 \ll (l\lambda)^{1/2}.$$

В работе [136] произведена оценка точности метода пологих неровностей. Было установлено, что при углах наклона $\psi \leq \pm 25^\circ$ и протяженности склона $l \leq 2\lambda$ (рис. 5.3.1, б) результаты, полученные с помощью точного решения задачи дифракции на идеально проводящем клине с точностью, достаточной для инженерных расчетов, практически совпадают с результатами, полученными приближенным методом пологих неровностей.

Предположим, что неровность, определяемая уравнением (5.3.6), расположена над некоторой частью плоскости $XOY-S$ (рис. 5.3.1, а). Тогда, как показано в [119], будем иметь

$$f(\rho_0) = -\frac{1}{2\pi} \iint_S [ik(\zeta'_x \cos \vartheta + \zeta'_y \sin \vartheta) + \zeta''_{xx} + \zeta''_{yy}] \frac{\exp[-ik(R - x \cos \vartheta - y \sin \vartheta)]}{R} dx dy. \quad (5.3.7)$$

Для неоднородности с круговой симметрией при совмещении начала координат с центром симметрии из (5.3.7) после введения полярных координат может быть получено следующее выражение:

$$f(\rho_0) = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \frac{d}{dr} [r\zeta'_r \exp(ikr \cos(\varphi - \vartheta))] \frac{\exp(-ikR)}{R} dr d\varphi, \quad (5.3.8)$$

где

$$R^2 = \rho_0^2 + r^2 - 2\rho_0 r \cos(\varphi - \alpha); \quad \alpha = \arctg(x_0/y_0), \quad (5.3.9)$$

$$\rho_0^2 = x_0^2 + y_0^2, \quad r^2 = x^2 + y^2.$$

В отдаленных точках поверхности XOY

$$\rho^2 \gg r^2 \text{ и } R \approx \rho_0 - r \cos(\varphi - \alpha). \quad (5.3.10)$$

После некоторых преобразований в этом случае из (5.3.8) получим

$$f(\rho_0) \approx \frac{1}{2\pi} \frac{e^{-i\kappa\rho_0}}{\rho_0} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \zeta'_r i\kappa r \cos(\varphi - \alpha) \exp\{i\kappa r [\cos(\varphi - \vartheta) + \cos(\varphi - \alpha)]\} dr d\varphi + \frac{1}{2\pi} \frac{e^{-i\kappa\rho_0}}{\rho_0^2} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \zeta'_r r \cos(\varphi - \alpha) \times \\ \times \exp[i\kappa r \cos(\varphi - \vartheta)] \frac{d}{dr} \{r \exp[i\kappa r \cos(\varphi - \alpha)]\} dr d\varphi.$$

Выполняя интегрирование по φ и опуская громоздкие выкладки, находим

$$f(\rho_0) = -\frac{e^{-i\kappa\rho_0}}{\rho_0} \kappa \cos \frac{\alpha - \vartheta}{2} \int_0^\infty r \zeta'_r J_1(\mu r) dr + \\ + i \frac{e^{-i\kappa\rho_0}}{\rho_0^2} \left[-\cos \frac{\alpha - \vartheta}{2} \int_0^\infty r \zeta'_r J_1(\mu r) dr + \frac{\kappa}{2} \int_0^\infty r^2 \zeta'_r J_0(\mu r) dr + \right. \\ \left. + \frac{\kappa \cos(\alpha - \vartheta)}{2} \int_0^\infty r^2 J_2(\mu r) dr \right]. \quad (5.3.11)$$

Здесь J_0 , J_1 и J_2 — бесселевы функции соответственно нулевого, первого и второго порядков. Кроме этого, введено обозначение $\mu = 2\kappa \cos[(\alpha - \vartheta)/2]$.

Из (5.3.11) следует, что при выполнении приближенного равенства (5.3.10) поле вторичного излучения имеет два слагаемых, одно из которых обратно пропорционально первой степени расстояния ρ_0 , второе — второй степени. Влиянием второго слагаемого при выполнении (5.3.10) следует пренебречь.

Используя выражения (5.3.7) и (5.3.8), можно найти значения $f(\rho_0)$ для различных неровностей, после чего по формуле (5.3.4) с учетом (5.3.2) или (5.3.5) оценивается величина $\Delta\varphi_{\text{доп}}$ и затем применительно к используемому способу определения координат — погрешность измерения РНП.

Соответственно для неровности типа «бесконечно протяженный пологий склон» (рис. 5.3.1,б) имеем

$$\zeta(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } l < x < \infty, \\ (l - x) \zeta_0 / l & \text{при } 0 \leq x \leq l, \\ \zeta_0 & \text{при } x < 0. \end{cases} \quad (5.3.12)$$

В этом случае, как показано в [135, 137, 138], получим $f(x_0) = F(x_0) \xi_0 / 2l$, где

$$F(x_0) = \begin{cases} f[2\kappa(l + |x_0|) \cos \vartheta] - f[2\kappa|x_0| \cos \vartheta] & \text{для } x_0 < 0, \\ & \text{(на возвышенности после склона)} \\ f[2\kappa(l - x_0) \cos \vartheta] + g(2\kappa x_0 \cos \vartheta) & \text{для } 0 \leq x_0 \leq l, \\ & \text{(на склоне)} \\ g(2\kappa x_0 \cos \vartheta) - g[2\kappa(x_0 - l) \cos \vartheta] & \text{для } l < x_0 \\ & \text{(перед склоном)}. \end{cases} \quad (5.3.12a)$$

Если источник излучения находится перед склоном, то изменится знак $f(\rho_0)$. Графики, приведенные на рис. 5.3.2, позволяют определить действительную и мнимую составляющие $f(x)$ и $g(x)$ [138].

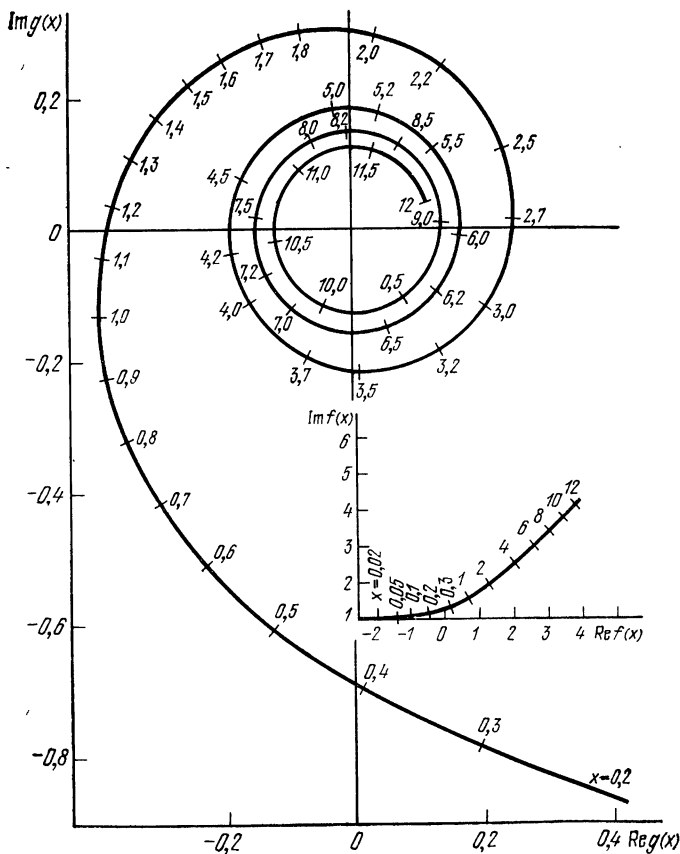


Рис. 5.3.2. Номограмма для расчета погрешности, вызываемой протяженным склоном.

В соответствии с (5.3.4) в качестве дополнительной фазы, создаваемой влиянием склона, может быть принята величина

$$\varphi_{\text{доп}} = -(\xi_0/2l_0) \text{Im } F(x).$$

Приведем приближенные выражения для $\varphi_{\text{доп}}$ перед склоном и на возвышенности, справедливые при выполнении условий

$$\kappa x_0 \cos \vartheta \gg 1, \quad \kappa(x_0 - l) \cos \vartheta \gg 1; \quad x_0 \gg l.$$

Тогда на возвышенности (позади склона)

$$\varphi_{\text{доп}} \approx -\frac{\xi_0}{2} \left(\frac{\cos \vartheta}{\lambda} \right)^{1/2} x_0^{-1/2}$$

и перед склоном

$$\varphi_{\text{доп}} \approx \frac{\xi_0}{\pi l} \sqrt{\frac{2\lambda}{\cos \vartheta}} \times \left[\frac{\sin \left(2\pi \frac{l}{\lambda} \cos \vartheta \right) \cos 2 \left(2\pi \frac{x_0 - l/2}{\lambda} \cos \vartheta + \pi/8 \right)}{\sqrt{x_0}} \right]. \quad (5.3.13)$$

Таким образом, дополнительная фаза на возвышенности на значительном удалении от склона зависит от высоты склона тем меньше, чем больше длина волны λ . На возвышенности дополнительная фаза монотонно убывает по модулю по закону $x_0^{-1/2}$.

Перед склоном всегда будет существовать отраженная волна, напряженность поля которой тем больше, чем больше крутизна подъема, т. е. отношение ξ_0/l . Отраженная волна, взаимодействуя с падающей, создает затухающую стоячую волну, в связи с чем дополнительная фаза будет изменяться осциллируя. Длина волны осцилляций, как показано выше, равна $\lambda/2 \cos \vartheta$. Из (5.3.13) следует, что линия, по которой происходит отражение, соответствует $x=l/2$, т. е. середине склона. Скорость затухания возмущения, вызванного отраженной волной, такая же, как и на возвышенности.

Результаты, полученные для препятствия типа «бесконечный пологий склон», позволяет сразу получить выражения для поверхности, которая является моделью горного хребта с пологими склонами (см. рис. 5.3.1,в). В этом случае дополнительная фаза определяется суммарным вкладом обоих склонов:

$$\varphi_{\text{доп}} = -\text{Im} [(\xi_0/2l_1) F_1(x_0) - (\xi_0/2l_2) F_2(x_0)],$$

где $F_1(x_0)$ и $F_2(x-d)$ должны быть вычислены из (5.3.12а) с учетом разной длины склонов l_1 и l_2 .

Очевидно, что бесконечно протяженная неровность является крайним случаем препятствия. Другим крайним случаем является препятствие, в качестве модели которого может быть принята неровность малых размеров с круговой симметрией. При выполнении

условия $(D/\lambda)^2 \ll 0,2$ (D — диаметр неровности) из (5.3.11) получим

$$f(\rho_0) \approx (\kappa^2 v_n / \pi \rho_0) S(\vartheta). \quad (5.3.14)$$

Здесь v_n — объем препятствия;

$$v_n = 2\pi \int_0^{D/2} \zeta(r) r dr,$$

где $\zeta(r)$ — функция, описывающая профиль сечения неровности вертикальной плоскостью, проходящей через ось ее симметрии; $S(\vartheta)$ — функция, характеризующая направленность вторичного излучения неровности,

$$S(\vartheta) = \cos^2(\alpha - \vartheta) = [1 + \cos 2(\alpha - \vartheta)]/2. \quad (5.3.15)$$

Из (5.3.14) и (5.3.2) следует выражение для оценки погрешности, вызываемой такой неровностью:

$$\varphi_{\text{доп}} = +(\kappa^2 v_n / \pi \rho_0) S(\vartheta) \sin \kappa \rho_0 [1 + \cos(\alpha - \vartheta)].$$

Для препятствия, форма которого описывается гауссовой кривой (модель холма с пологими склонами), $\zeta(r) = \zeta_0 \exp(-\beta r^2)$, где β — параметр, определяющий геометрию возвышенности.

Из (5.3.9) может быть найдено

$$f(\rho_0) = [\kappa^2(1+c)/2\beta + i\kappa c(1+i\kappa/2\beta R_1)^{-2} \times \\ \times (2\beta R_1)^{-1}] \zeta_0 \exp(-i\kappa R_1) / (1+i\kappa/2\beta R_1)^{1/2} R_1, \quad (5.3.16)$$

где

$$R_1 = [x_0^2 + y_0^2 - \kappa^2(1+c)^2/2\beta^2 - i\kappa(1+c)x_0/\beta - i\kappa s y_0/\beta]^{1/2}, \\ c = x_0/[x_0^2 + y_0^2(1-i\kappa/2\beta)^{-2}]^{1/2}; \quad s = y_0/[x_0^2 + y_0^2(1-i\kappa/2\beta)^{-2}]^{-1/2}.$$

Выражение (5.3.16) получено методом асимптотической оценки двойного интеграла (5.3.8) [139]. Очень громоздкие выкладки из-за экономии места опущены. Можно показать, что при $x_0^2 \gg y_0^2$ и $x_0 \gg (\beta\lambda)^{-1}$ выражение (5.3.16) переходит в следующее:

$$f(\rho_0) = (\kappa^2 \zeta_0 / \rho_0 \beta) S(\vartheta),$$

где

$$S(\vartheta) = \cos^2 \frac{\alpha - \vartheta}{2} \exp\left(-\frac{\kappa^2}{\beta} \cos^2 \frac{\alpha - \vartheta}{2}\right).$$

5.3.3. Влияние одиночных препятствий большого размера. Метод пологих неровностей нельзя использовать, если размеры препятствия велики по сравнению с длиной волны или если склоны его отвесные. В то же время пока не существует методов решения задачи дифракции на поверхностях с выступами больших размеров сложной конфигурации. В диапазоне длинных и средних волн для $|\Delta| \ll 1$ при исследовании поля в окрестности препятствия влиянием конечной проводимости почвы можно пренебречь. Тогда в качестве рабочей модели может быть принята идеально проводящая подстилающая поверхность с расположенным на ней идеально проводящим препятствием [119].

В этом случае препятствие может быть заменено своим зеркальным отображением и поле, образующееся в результате суперпозиции первичного падающего поля (E_I) и вторичного E_{II} , возникающего под влиянием тела, получившегося в результате дополнения препятствия его зеркальным отображением, будет таким же, как поле в верхнем полупространстве над идеально проводящей плоскостью с расположенным на ней препятствием (рис. 5.3.3,а).

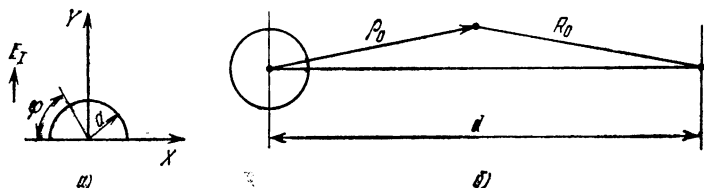


Рис. 5.3.3. К оценке воздействия на фазу препятствий большого размера: а — к объяснению воздействия препятствия типа полусферы; б — геометрия, соответствующая вторичному излучению полусферы.

Задачи дифракции решены для тел, ограниченных поверхностями второго порядка [140]. Наиболее простые решения получаются для сферы и цилиндра. Ниже рассматривается воздействие препятствия типа полусфера.

Препятствие типа полусфера. В этом случае вторичное поле в плоскости XOY ($z=0$) может быть вычислено по формуле, справедливой при $\rho_0 \gg a$ (a — радиус сферы):

$$E_{II}(\rho) = E_0 F(\rho) \exp(-ik\rho),$$

где $F(\rho) = S(\vartheta) / k\rho$.

Представляют интерес частные случаи [140]:

а) $ka \ll 1$. Тогда

$$S(\vartheta) \approx (ka)^3 (1 + 0,5 \cos \vartheta). \quad (5.3.17)$$

б) $ka \gg 1$. Тогда для $0 \leq \vartheta \leq \pi - m^{-1/2}$, где $m = (ka/2)^{1/3}$, имеем

$$S(\vartheta) \approx -0,5ka \exp(i2ka) [1 + i0,5(ka)^{-1} \cos^{-3}(\vartheta/2) - 1,75 \sin^2(\vartheta/2)(ka)^{-2} \cos^6(\vartheta/2)]. \quad (5.3.17a)$$

При этом $S(\pi) \approx i2m^6 + m^4(0,144 + 0,083i)$.

в) Если источник расположен не слишком далеко от препятствия, напряженность вторичного поля можно найти по формуле

$$E_{II} = E_0 (R_0/d) S(\vartheta), \quad (5.3.18)$$

где $S(\vartheta)$ определяется из (5.3.17); d — расстояние от передатчика до центра препятствия; R_0 — расстояние от передатчика до точки наблюдения (см. рис. 5.3.3,б). В [141] показано, что выражение (5.3.18) обеспечивает практически удовлетворительную точность при $ka \leq 1,0-1,2$ на расстоянии от центра препятствия $\rho_0 \geq 0,5\lambda$.

Было установлено [142], что препятствие полусферической формы создает наибольшее возмущение по сравнению с препятствиями другой конфигурации той же высоты.

Сравнение воздействий невысоких препятствий с отвесными и пологими склонами. Сравнивая воздействие полусферического препятствия и препятствия с пологими склонами с конечными размерами, легко убедиться, что отраженная от них волна в сторону источника будет затухать с одинаковой скоростью, хотя амплитуда

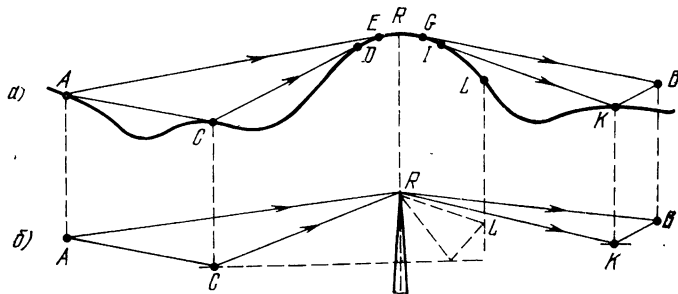
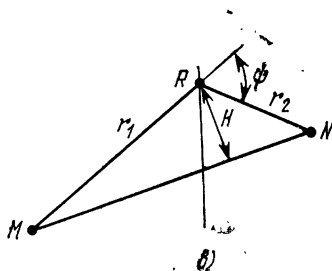


Рис. 5.3.4. К объяснению приближенного метода оценки влияния сложного рельефа:

a — профиль трассы; *б* — геометрическая модель трассы; *в* — к объяснению формулы (5.3.19а).



отраженной волны для полусферического препятствия при равных высотах больше. Волна, отраженная в сторону, обратную источнику, для полусферического препятствия хотя и имеет меньшую амплитуду, но затухает по тому же закону, что и волна, отраженная в сторону источника, а волна, отраженная препятствием с пологими склонами в сторону, противоположную источнику, затухает значительно быстрее. Эти же закономерности прослеживаются при сравнении характера воздействия цилиндрического препятствия и вытянутого вдоль оси OY препятствия с пологими склонами. В этом и заключается принципиальное отличие воздействия мало-высотных по сравнению с λ препятствий с отвесными и пологими склонами.

5.3.4. Приближенная оценка дополнительной фазы, обусловленной неровностями рельефа для сложной поверхности. На рис. 5.3.4,а изображена сложная трасса распространения волн. В этом случае обычно используется следующая физическая концепция, базирующаяся на применении законов геометрической оптики (метод четырех лучей). Предполагается, что из точки A в точку B приходит четыре луча: ARB , $ACRB$, $ARKB$ и $ACRKB$ [112]. Сложный рельеф ме-

стности заменяется упрощенной моделью (рис. 5.3.4,б). При этом предполагается, что отражение в точках C и K происходит по законам геометрической оптики. Препятствие заменяется непрозрачным экраном. Тогда напряженность результирующего поля в точке B будет равно

$$E_B = \frac{\exp(-i\kappa r_1)}{r_1} F_1 + \frac{\exp(-i\kappa r_2)}{r_2} F_2 R_C + \frac{\exp(-i\kappa r_3)}{r_3} F_3 R_K + \frac{\exp(-i\kappa r_4)}{r_4} F_4 R_C R_K, \quad (5.3.19)$$

где $R_C \approx R_K \approx 1$ — коэффициенты отражения в точках C и K соответственно; $r_1 - r_4$ — расстояния, проходимые всеми четырьмя лучами; $F_1 - F_4$ — множители ослабления, обусловленные дифракцией на экране. Множитель ослабления

$$F(u) = |F| \exp(-i\gamma),$$

где $F = \sqrt{0,5 [C^2(u) + S^2(u)]}$, $\gamma = \arctg [S(u)/C(u)]$.

Здесь $S(u)$ и $C(u)$ — интегралы Френеля:

$$S(u) = \frac{1}{2} - \int_0^u \sin \frac{\pi x^2}{2} dx; \quad C(u) = \frac{1}{2} - \int_0^u \cos \frac{\pi x^2}{2} dx.$$

араметр

$$u \approx \sin \psi \sqrt{\frac{\kappa}{\pi} \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}} \approx H \sqrt{\frac{\kappa}{\pi} \frac{r_1 + r_2}{r_1 r_2}}, \quad (5.3.19a)$$

где величины r_1 , r_2 , ψ и H должны быть взяты в соответствии с обозначениями на рис. 5.3.4,в.

Графики или таблицы для вычисления $S(u)$ и $C(u)$ приводятся в курсах распространения радиоволн [111, 112]. Для точки на поверхности (например, L на рис. 5.3.4,б) напряженность поля можно найти по (5.3.19), при этом геометрическое построение, на основе которого должен быть выполнен расчет, осуществляется так, как это показано штриховыми линиями на рис. 5.3.4,б.

В [127] приведены результаты расчета модуля функции ослабления поля диполя в присутствии хребта, сечение которого описывается гауссовой кривой методом четырех лучей (5.3.19) и численным решением интегрального уравнения (5.2.20). Полученные результаты, рассматриваемые с позиции технических приложений, следует трактовать как совпадающие.

В работе [143] также рассмотрен вопрос об изменении дополнительной фазы при прохождении трассы через горный кряж, сечение которого описывается гауссовой кривой. Анализ результатов вычисления показал, что дополнительная фаза, вызванная препятствием, с увеличением расстояния не падает до нуля, а асимптотически приближается к некоторому установившемуся значению. Численно эта величина очень близка к значению разности длин касательной к поверхности земли, проведенной через вершину кряжа и соответствующей дуги окружности, определяемой формулой (5.2.35), умноженной на волновое число. Последнее утверждение находится в полном соответствии с результатами, вытекающими из изложенного выше метода.

5.4. Влияние невысоких случайно расположенных неровностей на фазу

Исследования условий распространения над хаотически неровной поверхностью основываются на статистических методах. В настоящее время используются два метода, позволяющие рассчитать функцию ослабления для реальной хаотически неровной земли.

В первом методе высота земной поверхности относительно некоторой плоскости $\zeta(x, y)$ рассматривается как случайная функция от двух переменных x и y [119, 135, 144] со следующими свойствами:

$$|\zeta(x, y)|/\lambda \ll 1, \quad |\zeta'_x| \ll 1, \quad |\zeta'_y| \ll 1,$$

$\zeta(x, y)$ представляет собой стационарный случайный процесс с функцией корреляции

$$R(x-x', y-y') = E\{\zeta(x, y)\zeta(x', y')\}.$$

Далее вводится понятие двумерного энергетического спектра случайной величины $\zeta(x, y)$, который будет именоваться энергетическим спектром поверхности $W(p, q)$. Энергетический спектр и функция корреляции связаны прямыми и обратными преобразованиями Фурье:

$$R(x, y) = \frac{1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(p, q) \exp[i(px + qy)] dp dq,$$

$$W(p, q) = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(x, y) \exp[-i(px + qy)] dx dy.$$

Из [119, 135, 145] следует, что приращение приведенного поверхностного импеданса можно определить, если известен энергетический спектр поверхности:

$$\delta\Delta \approx \frac{i}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{p^2 W(p, q)}{b} dp dq, \quad (5.4.1)$$

$$b = -(i/\kappa) (p^2 + q^2 + 2pq)^{1/2}.$$

Как следует из (5.4.1), для вычисления $\delta\Delta$ необходимо знать энергетический спектр $W(p, q)$ и соответственно $R(x-x', y-y')$. Методы расчета, основанные на задании только лишь области сильной корреляции, без описания характера поведения $R(x-x', y-y')$ в области малой корреляции [134], могут привести, как это легко может быть подтверждено расчетом, к значительным погрешностям (на несколько порядков) при вычислении $\delta\Delta$. Необходимо также учитывать отсутствие научно обоснованных данных относительно функции корреляции для сухопутных трасс. Не исключено, что спектр $W(p, q)$ для различных природных зон крайне изменчив. В этой связи практическая ценность изложенного метода ограничивается лишь теми случаями, когда отно-

сительно энергетического спектра существуют исчерпывающие данные и эту величину можно достаточно точно предсказать с учетом конкретных природных условий. Такими свойствами с известными допущениями обладает энергетический спектр взволнованной морской поверхности.

В том случае, когда энергетический спектр поверхности не известен, можно применить менее строгий метод стандартных выступов. В основу этого метода положена следующая модель: на гладкой поверхности (плоской или сферической) хаотически разбросаны малые по сравнению с длиной волны выступы стандартной формы, среднее число которых на единицу площади поверхности считается известным [119, 135, 147, 148]. В этих работах в качестве стандартного выступа принималась неудачная модель: полусфера. Поэтому теоретически предсказывались эффекты, которые не подтвердились на практике (например, возникновение поверхностной волны, свойственной сильно индуктивным трассам [148]). Очевидно, что в качестве стандартного выступа должно быть принято препятствие с пологими склонами.

Влияние ветрового волнения поверхности моря. Спектр ветрового волнения моря изучался всесторонне в течение многих лет. В настоящее время известно, что высота волн достигает предельной величины через 10—20 ч после появления ветра. Спектр такого полностью развитого волнения наиболее хорошо изучен [146]:

$$W(p, q) = \begin{cases} \frac{4B}{\pi} \frac{1}{(p^2 + q^2)^2} & \text{при } p^2 + q^2 \geq g/u_v^2 \\ 0 & \text{при } p^2 + q^2 < g/u_v^2 \end{cases} \quad (5.4.2)$$

где $g=9,81$ — ускорение силы тяжести (м/с^2); u_v — скорость ветра (м/с); $B==(0,2-0,6) \cdot 10^{-2}$. Обычно при расчетах принимают $B=0,005$ [145]. Кроме того, в полупространстве, из которого дует ветер, спектр считается равным нулю, что является следствием зависимости ориентации волн относительно направления ветра.

Из (5.4.1) с учетом (5.4.2) могут быть вычислены выражения для частных случаев, представляющих значительный интерес:

1) $v=2ku_v^2/g \ll 1$. Тогда

$$\delta\Delta \approx i\pi Bu_v^2 f_\alpha / \lambda g. \quad (5.4.3)$$

Здесь f_α — коэффициент, меняющийся в пределах 0,68 — 1,32 в зависимости от направления ветра.

Рассмотрим численный пример. Пусть $\lambda=3000$ м; $u_v=20$ м/с; $B=0,005$. Тогда $|\Delta|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $\arg \Delta \approx \pi/4$. Из (5.4.3) получим $\delta\Delta \approx 2,1 \cdot 10^{-4}i$. Такое изменение приведенного поверхностного импеданса практически не влияет на поле радиоволн (5.2.18).

2) $v \gg 1$. В этом случае модуль и аргумент δ будут зависеть от направления ветра. Для направления, соответствующего наибольшему влиянию на распространение радиоволн, получим

$$\begin{aligned} \delta\Delta &\approx (4/3) i^{1/2} \Gamma(1/4) Bu_v^3 / g^{3/2} \lambda^{3/2} = \\ &= 4,82 i^{1/2} Bu_v^3 / g^{3/2} \lambda^{3/2}. \end{aligned}$$

Рассмотрим численный пример: $\lambda=150$ м; $u_v=30$ м/с, $\sigma=4$ См/м; $\epsilon=81$.

Тогда $|\Delta|=0,0053$; $\arg \Delta \approx \pi/4$, $|\delta\Delta|=0,0115$ и $\arg \delta\Delta = \pi/4$. Такое относительно большое значение $|\delta\Delta|$ равноценно снижению проводимости моря примерно в 5 раз, что скажется на фазе поля радиоволн. Следует указать, что в этом примере взяты крайние значения для силы ветра и рабочей частоты (длины волны) сигнала. В частности, для скорости ветра $u_b=10$ м/с $\delta\Delta \approx 0,0014$, $\arg \delta\Delta \approx 1,38$ и влиянием волнения поверхности моря на дополнительную фазу можно пренебречь.

Таким образом, заметное влияние ветрового волнения моря на распространение радиоволн может проявляться только в коротковолновой части СВ диапазона во время очень сильных штормов при условии возникновения развитого волнения.

Опыт эксплуатации ФРНС в диапазонах СВ и ДВ в течение длительного времени подтверждает отсутствие заметного влияния ветрового волнения моря на дополнительную фазу. Изменение дополнительной фазы в зависимости от силы ветра 2—8 м/с изучалось над морской трассой протяженностью около 200 км и при длине волны $\lambda \approx 350$ м. Влияние ветрового волнения обнаружено не было.

Влияние случайно расположенных на поверхности суши пологих неровностей. Как уже отмечалось выше, в данном случае целесообразно использовать метод стандартных выступов, позволяющий вычислить приращение приведенного поверхностного импеданса. Это приращение обусловлено вторичным излучением от препятствий в направлении, противоположном источнику [119, 135], и взаимным влиянием препятствий [147, 148]. В качестве модели хаотически расположенных вдоль трассы препятствий должны быть приняты выступы с пологими склонами.

В п. 5.3.2 было показано, что вторичное излучение такого препятствия пропорционально его обмену и равно нулю в направлении, противоположном источнику (см. (5.3.14), (5.3.15)). Поэтому изменение приведенного поверхностного импеданса обуславливается только взаимным влиянием выступов. Используя метод стандартных выступов [135] и уточнение его, позволяющее учесть эффект взаимного влияния [147, 148], получим

$$\delta\Delta = (3/2)k^2(\bar{h})^2,$$

где \bar{h} — средняя высота препятствий на трассе распространения, вычисленная как средний объем препятствий, отнесенный к единице площади.

Рассмотрим пример. Допустим, что в среднем на площади 5 км² расположен один холм конической формы с высотой $h=300$ м и диаметром $D=1$ км. Тогда $\bar{h} = \pi D^2 h / 4 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 10^6 = 15,7$ м. Поэтому при $\lambda=3000$ м получим $\delta\Delta = 1,65 \cdot 10^{-3}$.

Для сухопутных трасс значение $\delta\Delta$ мало по сравнению с приведенным поверхностным импедансом. Поэтому для оценки влияния неровностей поверхности на дополнительную фазу может быть использовано выражение (5.2.18).

Для рассматриваемого примера (длина трассы $d=300$ км, проводимость почвы $\sigma=0,001-0,01$ См/м) получим $\delta\psi_{\text{доп}} < 0,05$ рад. Таким образом, даже при наличии холмов больших размеров в ДВ диапазоне дополнительная фаза в основном будет определяться электрофизическими свойствами почвы. С уменьшением длины волны $|\delta\psi_{\text{доп}}|$ возрастает.

5.5. Дополнительная фаза при распространении над электрически неоднородной поверхностью

Существует большое количество разнообразных явлений природы, которые приводят к изменению поверхностного импеданса: переходы от моря к суше и обратно, лесные массивы, участки с холмистой поверхностью, озера и водохранилища, вечная мерзлота, болота, изменения вида почв над трассой распространения, локальные изменения проводимости морской воды в районах впадения рек. Области с поверхностным импедансом, существенно отличающимся от среднего для трассы распространения, могут быть по-разному ориентированы относительно области, существенной для распространения радиоволн. Возможные варианты, по-видимому, могут быть сведены к нескольким наиболее характерным:

— линия изменения поверхностного импеданса пересекает трассу распространения радиоволн на значительном расстоянии от пунктов приема или передачи;

— линия изменения поверхностного импеданса пересекает трассу распространения вблизи от одного из этих пунктов;

— линия изменения поверхностного импеданса в области, близкой к области, существенной для распространения, заметно отклоняется от прямой (влияние полуострова, бухты и т. п.);

— в окрестности одного пункта (приема или передачи) находится область, поверхностный импеданс которой существенно отличается от поверхностного импеданса остальной части поверхности (влияние острова, лесного массива, озера, населенного пункта и т. п.).

5.5.1. Основные результаты расчета дополнительной фазы для электрически неоднородных трасс. На рис. 5.5.1 схематически изображена трасса распространения радиоволн, состоящая из двух отрезков, характеризующихся разными значениями поверхностного импеданса:

$$\Delta = \begin{cases} \Delta_1 & \text{при } 0 \leq x < x_1, \\ \Delta_2 & \text{при } x_1 \leq x \leq x_2. \end{cases} \quad (5.5.1)$$

В этом случае функция ослабления [119]

$$V(x_2, q_1, q_2) = V(x_2, q_1) + (\pi i)^{-1/2} \times \\ \times (q_2 - q_1) x_2^{1/2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{V(x, q_1) V(x_2 - x, q_2)}{V_x(x_2 - x)} dx. \quad (5.5.2)$$

Здесь $V(x, q_1)$ и $V(x, q_2)$ — функции ослабления, возникающие при распространении над однородными поверхностями, характеризующимися соответственно поверхностными импедансами Δ_1 , Δ_2 и параметрами q_1 и q_2 (см. (5.2.12)):

$$q_1 = -i(\kappa a/2)^{1/3} \Delta_1; \quad q_2 = -i(\overline{\kappa a/2})^{1/3} \Delta_2.$$

Таким образом, функция ослабления для неоднородной трассы выражается через функции ослабления, вычисленные для однородных трасс (см. § 5.2).

Существует рекуррентная формула, позволяющая вычислить функцию ослабления для трассы, состоящей из n участков (рис. 5.5.2), если известна функция ослабления для трассы длиной x_n , состоящей из $n-1$ участков [119]:

$$V(x_n, q_1, \dots, q_{n-1}, q_n) = V(x_n, q_1, \dots, q_{n-1}) + (\pi i)^{-1/2} \times \\ \times (q_n - q_{n-1}) \int_{x_{n-1}}^{x_n} \frac{V(x, q_1, \dots, q_{n-1}) V(x_{n-1} - x, q_n)}{V(x(x_n - x))} dx. \quad (5.5.3)$$

Здесь $V(x_n, q_1, \dots, q_{n-1})$ — функция ослабления, вычисленная для трассы в предположении, что отрезок $[x_{n-1}, x_n]$ обладает повер-

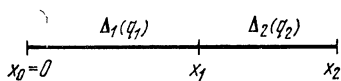


Рис. 5.5.1. Трасса, состоящая из двух участков.

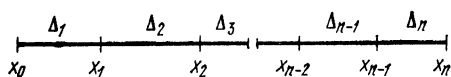


Рис. 5.5.2. Трасса, состоящая из n участков.

ностным импедансом Δ_{n-1} , таким же, как и отрезок $[x_{n-2}, x_{n-1}]$. Формулы (5.5.2) и (5.5.3) позволяют с помощью численного интегрирования определить функцию ослабления для любой сложной трассы. Однако метод стационарной фазы, который использован при выводе (5.5.2), не дает возможности изучить эффекты, имеющие место вблизи границы раздела сред, которые будут рассмотрены в п. 5.5.3.

Дополнительная фаза для трассы, состоящей из отрезков большой протяженности. Подставляя в (5.5.2) и (5.5.3) выражение для функций ослабления, можно получить уравнения для трасс, состоящих из двух или трех однородных участков [149]. Если длины участков настолько велики, что для каждого из них выполняется условие $x > 1$, то для двух- и трехкусочных трасс будем иметь

$$V(x_2, q_1, q_2) = \left[\frac{x_2}{x_1(x_2 - x_1)} \right]^{1/2} \frac{q_1 - q_2}{t_1(q_1) - t_1(q_2)} \times \\ \times i^{1/2} V(x_1, q_1) V(x_2 - x_1, q_2), \quad (5.5.4)$$

$$V(x_3, q_1, q_2, q_3) = \left[\frac{x_3}{x_1(x_2 - x_1)(x_3 - x_1)} \right]^{1/2} \times \\ \times \frac{(q_1 - q_2)(q_2 - q_3)}{[t_1(q_1) - t_2(q_2)][t_2(q_2) - t_1(q_3)]} V(x_1, q_1) V(x_2 - x_1, q_2) V(x_3 - x_2, q_3). \quad (5.5.5)$$

Здесь $V(x_1, q_1)$, $V(x_2 - x_1, q_2)$ и $V(x_3 - x_2, q_3)$ — функции ослабления, выраженные одночленной формулой.

Из (5.5.4) и (5.5.5) следует, что дополнительная фаза для таких трасс соответственно равна

$$\varphi_{\text{доп}}(x_2, q_1, q_2) = \varphi_{\text{доп}}(x_1, q_1) + \varphi_{\text{доп}}(x_2 - x_1, q_2) + \pi/4 + \arg(q_1 - q_2) - \arg[t_1(q_1) - t_1(q_2)], \quad (5.5.6)$$

$$\varphi_{\text{доп}}(x_3, q_1, q_2, q_3) = \varphi_{\text{доп}}(x_1, q_1) + \varphi_{\text{доп}}(x_2 - x_1, q_2) + \varphi_{\text{доп}}(x_3 - x_2, q_3) + \pi/2 + \arg(q_1 - q_2) + \arg(q_2 - q_3) - \arg[t_1(q_1) - t_1(q_2)] - \arg[t_1(q_2) - t_1(q_3)]. \quad (5.5.7)$$

В выражении (5.5.6) первые два слагаемых — наибольшие; нетрудно видеть, что дополнительная фаза в первом приближении является суммой дополнительных фаз, обусловленных каждым из отрезков. Три последних слагаемых как бы учитывают вклад влияния перехода через границу участков. Как видно из (5.5.7), аналогичный результат получен и для трассы, состоящей из трех участков. Аналогичным образом выводится формула для трассы, состоящей из любого числа протяженных отрезков.

Дополнительная фаза для трассы, один из конечных отрезков которой имеет малую протяженность. Подобная ситуация возникает в том случае, когда передающее устройство находится вблизи берега моря. Тогда с учетом теоремы взаимности функция ослабления и дополнительная фаза может определяться для трассы, состоящей из длинного морского участка и короткого сухопутного. Возможен также случай, когда передающая станция расположена далеко от береговой черты и требуется определить дополнительную фазу в море недалеко от берега.

Может быть показано, что после подстановки в (5.5.2) выражения (5.2.23) для $V(x, q_1)$ и выражения для $V(x_2 - x_1, q_2)$ в форме степенного ряда, удобного для вычисления при $|q|x^{1/2} < 1$, получим

$$V(x_2, q_1, q_2) = (\pi i^{-1})^{1/2} x_1^{1/2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\exp(-ix_2 t_n)}{t_n - q^2} u_n(\Delta x_2, q_1, q_2), \quad (5.5.8)$$

где

$$u_n(\Delta x_2, q_1, q_2) = 1 + \pi^{-1/2} i^{-1/2} (q_2 - q_1) \times \exp(it_n \Delta x_2) \sum_{m=0}^{\infty} A_m i^{m/2} q_2^m (it_n \Delta x_2)^{(m+1)/2} \times \sum_{k=0}^{\infty} (-it_n \Delta x_2)^k / k! [(m+1)/2 + k], \quad (5.5.9)$$

при этом $\Delta x_2 = x_2 - x_1$ — протяженность короткого участка. Для малых Δx_2 этот ряд сходится очень быстро. В частности, если первый участок — море, то может быть принято $q_1 \approx 0$. Тогда

$$u_n(\Delta x_2, 0, q_2) \approx 1 + 2(\pi i)^{-1/2} q_2 \exp(it_n \Delta x_2) \Delta x_2^{1/2}. \quad (5.5.10)$$

Этот результат хорошо известен [119, 135]. Если, напротив, малым участком будет море, то знак второго слагаемого в (5.5.10) изменится на обратный. Воспользовавшись выражениями (5.2.23), (5.2.26), (5.2.27), получим

$$u_n(\Delta x_2, q, 0) \approx 1 - 2\pi^{-1/2} i \sqrt{s_q \Delta x_2}. \quad (5.5.10a)$$

Если первый участок настолько длинный, что в (5.5.8) можно использовать одночленную формулу, то

$$V(x_2, q_1, q_2) \approx V(x_1, q_1) u_1(\Delta x_2, q_1, q_2). \quad (5.5.11)$$

Поэтому дополнительная фаза

$$\varphi_{\text{доп}}(x_2, q_1, q_2) \approx \varphi_{\text{доп}}(x_1, q_1) - \arg u_1(\Delta x_2, q_1, q_2). \quad (5.5.12)$$

Можно показать, что выражение (5.5.12) будет справедливо для любой трассы, если конечной малый отрезок следует за протяженным однородным отрезком. В этом случае в (5.5.9) t_n должны быть приняты для параметров почвы участка, предшествующего конечному. Используя теперь теорему взаимности, получаем выражение для дополнительной фазы трассы с двумя малыми конечными участками:

$$\varphi_{\text{доп}}(x_1, \dots, x_n; q_1, \dots, q_n) = \varphi_{\text{доп}}(x_2, \dots, x_{n-1}; q_2, \dots, q_{n-1}) - \\ - \arg u_1(x_1, q_1, q_2) - \arg u_1(x_n - x_{n-1}, q_{n-1}, q_n). \quad (5.5.12a)$$

Здесь $\varphi_{\text{доп}}(x_2, \dots, x_{n-1}, q_2, \dots, q_{n-1})$ — дополнительная фаза для трассы без малых конечных участков.

В работе [150] получено выражение для $u_n(\Delta x, q_1, q_2)$ через интервалы вероятности от комплексного аргумента. В случае, когда для малого участка параметр q заметно отличается от нуля, после разложения в степенной ряд выражение для $u_n(\Delta x, q_1, q_2)$ из [150] при $x \ll 1$ совпадает с (5.5.9).

5.5.2. Эмпирический метод расчета дополнительной фазы для кусочно-однородных трасс. В общем случае вычисление дополнительной фазы для сложных кусочно-однородных трасс по формуле (5.5.3) требует выполнения сложных и трудоемких вычислений. Поэтому значительный интерес представляет эмпирический метод. Этот метод, предложенный в 1948 г. [151, 112], подвергся многократной экспериментальной проверке в широком диапазоне радиоволн [152], а также, по мере разработки строгой теории, сравнению с ее результатами. Эффективность метода сохраняется и для случая, когда дополнительная фаза определяется для летательного аппарата, высота полета которого много меньше расстояния до передающей станции.

Сущность метода заключается в следующем. Пусть известны электрические параметры трассы, состоящей из n однородных участков с длинами d_1, d_2, \dots, d_n , и поверхностный импеданс каждого из них. Пусть также заданы зависимости модуля и аргумента функции ослабления при распространении над однородными

трассами с поверхностными импедансами, соответствующими каждому из участков. Значения функции ослабления, вычисленные для однородных участков трассы длиной d_k , будем обозначать $V_k(d_k)$. Затем определяют вспомогательные величины V_I и V_{II} :

$$V_I = V_1(d_1) \frac{V_2(d_1 + d_2)}{V_2(d_1)} \frac{V_3(d_1 + d_2 + d_3)}{V_3(d_1 + d_2)} \cdots \frac{V_n(d_1 + d_2 + \dots + d_n)}{V_n(d_1 + d_2 + \dots + d_{n-1})}, \quad (5.5.13)$$

$$V_{II} = V_n(d_n) \frac{V_{n-1}(d_n + d_{n-1})}{V_{n-1}(d_n)} \cdots \frac{V_1(d_n + d_{n-1} + \dots + d_1)}{V_1(d_n + d_{n-1} + \dots + d_2)}. \quad (5.5.14)$$

Искомое значение функции ослабления теперь можно определить следующим образом:

$$V(d) = (V_I V_{II})^{1/2}. \quad (5.5.15)$$

В частности, для трассы, состоящей из двух однородных отрезков, имеем

$$V(d_1 + d_2) = \left[V_1(d_1) \frac{V_2(d_1 + d_2)}{V_2(d_1)} V_2(d_2) \frac{V_1(d_1 + d_2)}{V_1(d_2)} \right]^{1/2}. \quad (5.5.16)$$

Из последних формул может быть получено выражение для дополнительной фазы, если в (5.5.13)—(5.5.15) подставить выражение

$$V_k(x) = |V_k(x)| \exp[-i\varphi_k(x)]. \quad (5.5.17)$$

Для трассы, состоящей из двух участков, из (5.5.16) определим

$$\varphi_{\text{доп}}(d_1 + d_2) = 1/2 [\varphi_1(d_1) + \varphi_2(d_2) + \varphi_2(d_1 + d_2) - \varphi_2(d_1) + \varphi_1(d_1 + d_2) - \varphi_1(d_2)]. \quad (5.5.18)$$

Эмпирический метод получил очень широкое распространение. Он использовался для вычисления поправок в ФРНС «Декка» [153], «Лоран-С», «Рана». Этот метод следует рассматривать как в высшей степени удачную аппроксимацию, особенно полезную для сложных трасс. Погрешности метода, как показывает сравнение с теоретическими результатами для трассы, состоящей из двух участков, фактически в большинстве случаев не превышают 10° . Величины погрешности, обуславливаемые неточным знанием электрических параметров подстилающей поверхности, обычно существенно больше.

5.5.3. **Дополнительная фаза вблизи границы раздела сред.** Предположим, что интересующий нас участок трассы расположен на значительном расстоянии от источника излучения. Тогда, как может быть показано, влияние области S с импедансом $\Delta_1 \neq \Delta$ можно учесть по формуле

$$t(\rho_0) = -\frac{1}{2\pi} \iint_S [ikg(x, y) + g'_x \cos \vartheta + g'_y \sin \vartheta] \exp[-ik(R - x \cos \vartheta - y \sin \vartheta)] R^{-1} dx dy, \quad (5.5.19)$$

где

$$g(x, y) = \Delta_1(x, y) - \Delta, \quad (5.5.20)$$

R — расстояние между точкой наблюдения $B(x_0, y_0)$, находящейся на расстоянии ρ_0 от начала координат, и произвольной точкой $P(x, y)$, принадлежащей области S (рис. 5.5.3).

Если $|f(\rho_0)|^2 \ll 1$, то имеем [119]

$$\Phi_{\text{доп}} \approx -\text{Im}f(\rho_0). \quad (5.5.19a)$$

Очевидно, что

$$g'_x \cos \vartheta + g'_y \sin \vartheta = \text{grad } g(x, y) \cdot \mathbf{i}_\rho, \quad (5.5.21)$$

где \mathbf{i}_ρ — единичный вектор в направлении распространения.

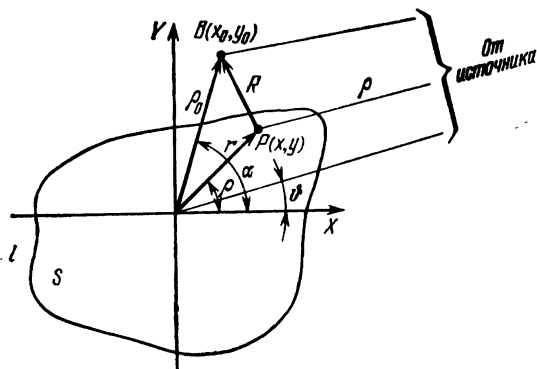


Рис. 5.5.3. К выводу формул (5.5.25) и (5.5.26).

Допустим, что на кривой l , ограничивающей S , относительный поверхностный импеданс изменяется скачкообразно от Δ до Δ_1 и внутри S остается постоянным. Тогда нетрудно получить

$$f(\rho_0) = -(\kappa I_I + I_{II}) (\Delta_1 - \Delta), \quad (5.5.22)$$

где

$$I_I = \frac{1}{2\pi} \iint_S \exp[-i\kappa(R - x \cos \vartheta - y \sin \vartheta)] R^{-1} dx dy, \quad (5.5.23)$$

$$I_{II} = \frac{1}{2\pi} \oint_l (\mathbf{n}_l, \mathbf{i}_\rho) \exp[-i\kappa(R - x \cos \vartheta - y \sin \vartheta)] R^{-1} dl. \quad (5.5.24)$$

Здесь \mathbf{n}_l — единичный вектор, направленный вдоль внешней нормали к кривой l . Если в окрестности точки наблюдения B имеется несколько областей, поверхностный импеданс которых заметно отличается от среднего для данного участка трассы, то результирующий эффект может быть найден как сумма вкладов каждой области. Из (5.5.23) и (5.5.24) следует, что дополнительная фаза, вызываемая областью S , пропорциональна $\Delta_1 - \Delta$ и определяется только геометрическими характеристиками области и длиной волны.

Функция ослабления вблизи прямолинейной границы раздела сред. На рис. 5.5.4 координатная ось OY направлена вдоль границы раздела. Точка A расположена на левой полуплоскости очень далеко от начала координат. Опре-

деляется изменение поля вблизи границы раздела (точка $B(x_0, 0)$). В этом случае интегрирование в (5.5.23) распространяется на всю правую полуплоскость. Контур интегрирования в (5.5.24) — ось OY . Для данного случая может быть получено выражение [135, 154]

$$f(x_0) = \begin{cases} 0,5(\Delta - \Delta_1) i \cos \vartheta \{H_0^{(2)}(\alpha_0) - \alpha_0 \cos^{-2} \vartheta [H_1^{(2)}(\alpha_0) + \\ + i H_0^{(2)}(\alpha_0)]\} \text{ при } \alpha_0 > 0, \\ 0,5(\Delta - \Delta_1) i \cos \vartheta \{H_0^{(2)}(-\alpha_0) + \alpha_0 \cos^{-2} \vartheta \times \\ \times [H_1^{(2)}(-\alpha_0) - i H_0^{(2)}(-\alpha_0)]\} \text{ при } \alpha_0 < 0. \end{cases} \quad (5.5.25)$$

Здесь $\alpha_0 = \kappa x_0 \cos \vartheta$; $H_0^{(2)}(\cdot)$ и $H_1^{(2)}(\cdot)$ — функции Ганкеля II рода нулевого и первого порядков соответственно.

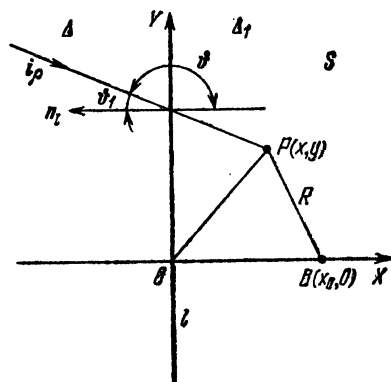


Рис. 5.5.4. К объяснению соотношений вблизи прямолинейной границы раздела сред.

Для длинных и средних волн $\arg(\Delta - \Delta_1) \approx \pi/4$ (см. п. 5.2.2). Для этого случая было найдено [154]

$$f(x_0) = (\Delta - \Delta_0) \cos \vartheta [g_1(\alpha_0) + g_2(\alpha_0) / \cos^2 \vartheta] \exp(-i\alpha_0). \quad (5.5.27)$$

На рис. 5.5.5 приведены графики, позволяющие определить $g_1(\alpha_0)$ для положительных и отрицательных значений α_0 , а на рис. 5.5.6 — аналогичные графики для определения $g_2(\alpha_0)$ [154]. Воспользовавшись асимптотическими представлениями функций Ганкеля, из (5.5.27) для $(-\alpha_0) \gg 1$ с учетом (5.3.9) можно получить

$$f_{\text{доп}} \approx \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{|x_0|} \right)^{1/2} |\Delta - \Delta_1| \sin \left(4\pi \frac{|x_0|}{\lambda} \right). \quad (5.5.28)$$

Это выражение, как показывает сравнение с расчетами по формуле (5.5.26), при $x_0 \gg \lambda$ обеспечивает удовлетворительную точность. Из (5.5.28) следует, что от границы раздела в направлении источника распространяется отраженная волна. Нетрудно показать, что в диапазоне средних и длинных волн на расстоянии от берега, превышающем λ , влиянием отраженной волны можно пренебречь. При этом амплитуда осцилляций $f_{\text{доп}}$ не зависит от λ .

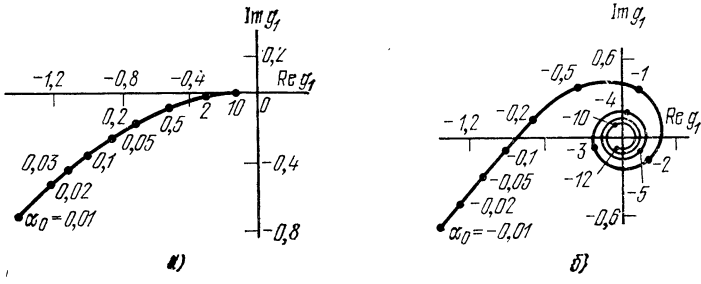


Рис. 5.5.5. Графики для определения функции $g_1(\alpha_0)$ при положительных (а) и отрицательных (б) значениях α_0 .

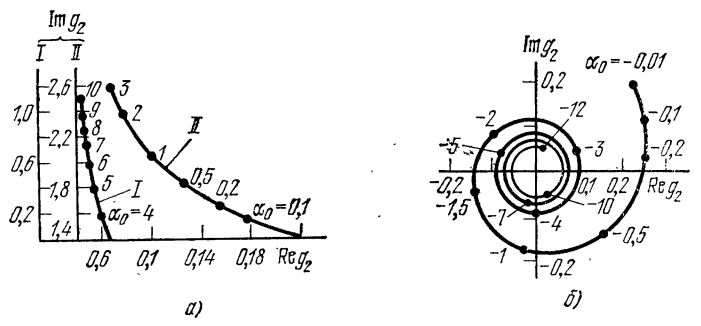


Рис. 5.5.6. Графики для определения функции $g_2(\alpha_0)$ при положительных (а) и отрицательных (б) значениях α_0 .

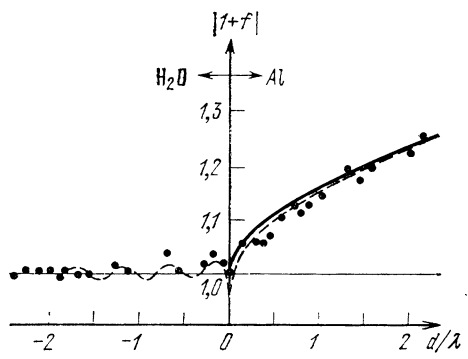


Рис. 5.5.7. Экспериментальное подтверждение результатов теории:
 ——— кривая, построенная по приближенной формуле (5.5.30), — — — кривая, построенная по точной формуле (5.5.27), ... экспериментальные точки.

Значительный интерес представляет также асимптотическое поведение дополнительной фазы при распространении за границу раздела. В этом случае [154]

$$\varphi_{\text{доп}} \approx -\operatorname{Im} \left\{ \frac{|\Delta - \Delta_1| \exp(i 3\pi/4)}{2 \cos \vartheta} \left[(\cos^2 \vartheta - i \alpha_0) \left(\frac{2i}{\pi \alpha_0} \right)^{1/2} - \alpha_0 \left(\frac{2}{\pi \alpha_0} \right)^{1/2} \exp(i 3\pi/4) \right] \right\}. \quad (5.5.29)$$

Первый член в (5.5.29) можно записать следующим образом:

$$\varphi_{\text{доп}} \approx -2|\Delta - \Delta_1| (d/\lambda)^{1/2}, \quad (5.5.30)$$

где $d = x_0 / \cos \vartheta$ — расстояние по прямой от границы раздела. Формула (5.5.30), как показывают расчеты, справедлива уже при $x_0 \geq \lambda$. Она совпадает с полученным ранее выражением (5.5.10а). Следовательно, методы, изложенные в пп. 5.5.3 и 5.5.4, справедливы уже на расстояниях $x \geq \pm \lambda$ от границы раздела. Укажем, что дополнительная фаза при распространении от моря к суше будет возрастать, при распространении в противоположном направлении — уменьшаться. При этом изменяется только знак приращения $\varphi_{\text{доп}}$; закон изменения сохраняется.

О поведении поля непосредственно на границе раздела сред. В выражение (5.5.25) входит функция $H^{(2)}_0(\alpha_0)$, имеющая особую точку при $\alpha_0 \rightarrow 0$. В связи с этим следовало бы ожидать, что в непосредственной близости от границы раздела амплитуда и фаза поля должны испытывать значительные изменения. Поскольку исследования поля при переходе через границу раздела двух сред всегда связаны с определенными техническими трудностями, изменения фазы и амплитуды изучались на моделях в сантиметровом диапазоне радиоволн [155] и [156]. На рис. 5.5.7 [155] дана зависимость изменения модуля функции ослабления вблизи границы раздела сред $\text{H}_2\text{O} - \text{Al}$, полученная при $\lambda = 7$ см. Совпадение расчетных и экспериментальных результатов следует признать очень хорошим, в том числе и в непосредственной близости от границы раздела. Однако необходимо заметить, что эксперимент не подтвердил наличия скачка фазы при переходе поля через границу раздела, указывающего на наличие особенности функции ослабления:

Экспериментальные данные, а также результаты теоретических исследований [156, 157] дают основание для следующей рекомендации: в области значений $|\alpha| \leq 0,1$ следует считать $f(\alpha) \approx 0$.

О влиянии областей малых размеров на дополнительную фазу. Выражения (5.5.19) и (5.5.22) в принципе позволяют вычислить $\varphi_{\text{доп}}$ для области любой формы. Но, к сожалению, результат в виде простой формулы не удается получить даже для областей простейшей формы. Результаты, найденные численным интегрированием для точек внутри круговой области («круглого острова»), показали, что на расстоянии $(1-2)\lambda$ от берега «острова» расчеты дополнительной фазы могут быть выполнены по формулам, приведенным в пп. 5.5.2 и 5.5.3. При этом радиус кривизны должен быть того же порядка, что и расстояние до берега или более. Если точка наблюдения вне «острова», то, как показывают расчеты, на расстояниях λ или более от берега амплитуда отраженной волны будет меньше, чем амплитуда волны, отраженной от прямолинейной границы, и влиянием «острова» на фазу принимаемого сигнала можно пренебречь.

5.6. Методы автоматической компенсации дополнительной фазы в приемоиндикаторах

Выше было показано, что дополнительная фаза поверхностных радиоволн в основном определяется распределением поверхностного импеданса вдоль трассы распространения. При этом оказываются возможным учесть влияние наиболее важных явлений природы: электрических свойств почвы (см. п. 5.2.3), растительности (см. п. 5.2.5), рельефа, волнения моря (см. § 5.4). Зависимость дополнительной фазы от расстояния до передатчика представляет собой монотонную медленно меняющуюся функцию d . Возмущения, возникающие на границе раздела областей с разными значениями поверхностного импеданса, незначительны по величине и на расстояниях, превышающих одну—две длины волны от линии раздела, пренебрежимо малы (см. п. 5.5.4). Большие возмущения вызываются неровностями рельефа значительной высоты. Но эти возмущения также имеют локальный характер и область, в которой их влияние на дополнительную фазу может оказаться существенным, нетрудно определить (см. п. 5.3.3). Напомним, что составляющая дополнительной фазы, обусловленная высотой объекта над земной поверхностью, также в значительной степени обуславливается поверхностным импедансом (см. п. 5.2.4).

Выражения (5.2.10), (5.2.23), (5.2.24) с использованием методов расчета функции ослабления над сложными трассами (см. § 5.5, формула (5.5.3)) позволяют с любой требуемой точностью вычислить дополнительную фазу. Однако полученное таким образом значение дополнительной фазы в значительной мере зависит от того, насколько точно известно распределение поверхностного импеданса в рабочей зоне РНС.

Алгоритмы вычисления дополнительной фазы на объекте должны учитывать, что соответствующие вычисления осуществляются в реальном времени бортовыми ЭВМ с ограниченными вычислительными возможностями. Поэтому непосредственное использование указанных выше формульных зависимостей в бортовых устройствах в настоящее время и в ближайшем будущем маловероятно.

5.6.1. Вычисление поправок с использованием заранее подготовленных данных.

Для автоматизированного ввода поправок можно применять методы, основанные на использовании заранее подготовленных массивов данных в памяти бортовой ЭВМ, а также методы, основанные на применении информации, заложенной в принимаемом сигнале.

Интерполяционные методы. В этом случае в памяти ЭВМ содержатся значения поправок, вычисленные заблаговременно или определенные экспериментально для ограниченного числа пунктов в рабочей зоне РНС. Используя формулы линейной или квадратичной интерполяции, можно определить поправки для любой точки рабочей зоны.

Более эффективным является метод, основанный на применении для описания всего поля ошибок интерполирующего полинома функции двух переменных (координат), коэффициенты которого вычислены с использованием метода наименьших квадратов с целью наилучшего приближения к заранее подготовленному массиву поправок. Этот полином будет иметь следующий вид:

$$\varphi_{\text{доп}}(\varphi, \lambda) = \varphi_{\text{доп}}(\varphi_0, \lambda_0) + \sum_{i=0, k=0}^N a_{i, k} (\varphi - \varphi_0)^i (\lambda - \lambda_0)^k, \quad (5.6.1)$$

где $a_{i, k}$ — упомянутые выше коэффициенты; $[\varphi_0, \lambda_0]$ — координаты некоторой точки в центре рабочей зоны, для которой известно значение $\varphi_{\text{доп}}(\varphi_0, \lambda_0)$. В данном случае для рабочей зоны каждой РНС в память ЭВМ закладывается массив коэффициентов $a_{i, k}$, а также величины φ_0, λ_0 и $\varphi_{\text{доп}}(\varphi_0, \lambda_0)$.

Метод вычисления поправок с использованием карты проводимости. В данном случае в память ЭВМ заложен массив значений проводимостей почвы или поверхностного импеданса. При этом адреса области памяти, содержащей массив, однозначно связаны с координатами. Трасса распространения разбивается на равномерное число участков. Вычисляются координаты центров участков, которые используются для нахождения адреса ячейки массива, содержащего искомое значение проводимости. Соответствующий алгоритм изложен в п. 5.7.6. Далее для вычисления дополнительной фазы могут быть использованы выражения (5.2.10), (5.5.3) или решение интегрального уравнения (5.2.22). Однако в бортовых вычислителях более целесообразно применять алгоритмы, основанные на эмпирическом методе, описанном в п. 5.5.3. В этом случае будем иметь

$$\varphi_{\text{доп}} = 0,5 \left[\varphi(Nd_0, \sigma_1) + \varphi(Nd_0, \sigma_n) + \sum_{k=1}^{N-1} \psi_k + \sum_{k=1}^{N-1} \psi'_k \right], \quad (5.6.2)$$

где

$$d_0 = d/N, \quad \psi_k = \varphi(kd_0, \sigma_k) - \varphi(kd_0, \sigma_{k+1}),$$

$$\psi'_k = \varphi(d - kd_0, \sigma_{k+1}) - \varphi(d - kd_0, \sigma_k).$$

Здесь N — число участков, на которые разбивается трасса; k — номер участка; σ_k — проводимость, соответствующая k -му участку; $\varphi(d, \sigma)$ — дополнительная фаза, вычисленная для трассы протяженностью d при распространении над поверхностью с проводимостью σ .

Естественно, что для вычисления по формуле (5.6.2) необходимо определить $\varphi(d, \sigma)$ с помощью аппроксимационных формул или специальных таблиц, соответствующих дискретным значениям $\varphi(d, \sigma)$. При этом для произвольных d и σ значения $\varphi(d, \sigma)$ должны быть получены методом интерполяции.

Метод эффективного импеданса. Этот метод разработан в США применительно к РНС «Лоран-С» и «Лоран-Д» [158—160]. В осно-

ву метода положена следующая идея. Допустим, что при распространении вдоль трассы длиной d над реальной земной поверхностью каким-либо образом определена функция ослабления. Предположим теперь, что распространение происходит по трассе той же протяженности над гладкой однородной земной поверхностью с некоторым поверхностным импедансом $\Delta(d)$. Выбираем значение этого поверхностного импеданса $\Delta(d)$, так, что функция ослабления для этой воображаемой трассы была бы равна функции ослабления для реальной трассы. Соответствующее значение поверхностного импеданса называют эффективным.

Очевидно, что для реальной трассы эффективный импеданс — функция расстояния между приемником и передатчиком. Только для гладкой и однородной поверхности эффективный импеданс равен поверхностному [158]. В дальнейшем была разработана методика вычисления $\Delta(d)$ как на основе предварительно вычисленных по уравнению (5.2.20) значений функции ослабления, так и по результатам определения величин поправок по нескольким точкам в рабочей зоне [159].

В основу метода эффективного поверхностного импеданса положено еще одно важное допущение: аргументы поверхностного и эффективного импедансов являются однозначной функцией их модулей. Тогда дополнительная фаза в данной точке — функция расстояния d , модуля эффективного импеданса $\Delta(d)$ и высоты полета.

В память бортовой ЭВМ заблаговременно вводится вычисленный массив $|\Delta(d)|$ в функции координат. Значение $|\Delta(d)|$ выбирается из соответствующей ячейки памяти по определенному алгоритму (аналогичный алгоритм, используемый для определения σ , описан в предыдущем разделе). После этого по какой-либо аппроксимационной формуле вычисляется $\Phi_{\text{доп}}(d)$. В частности, может быть применено полиномиальное представление [159]

$$\Phi_{\text{доп}}(d) = c_0 + c_1 d + c_2 d^r. \quad (5.6.3)$$

Коэффициенты c_0 , c_1 и c_2 являются функциями $|\Delta(d)|$ и могут быть вычислены с помощью соответствующих аппроксимационных зависимостей. С целью сокращения числа членов в (5.6.3) и упрощения аппроксимационных формул для c_0 , c_1 и c_2 удобно интервал рабочих расстояний разбить на два или более подынтервала, например 10—500 км и 500—1800 км. Для первого подынтервала следует принять $r = -1$, для второго $r = 2$.

Для учета высотной составляющей дополнительной фазы рекомендуется принять

$$\Phi_h(d) = h [a_0 + a_1 d + a_2 d^r + (b_0 + b_1 d + b_2 d^r) h],$$

где a_0 , a_1 , a_2 , b_0 , b_1 , b_2 — функции $|\Delta(d)|$.

Таким образом, в памяти бортовой ЭВМ, кроме массива эффективных импедансов, заложены таблицы данных для вычисления большого количества коэффициентов.

Сравнение методов вычисления поправок с использованием заранее подготовленных массивов данных. Точность всех изложенных выше методов вычисления поправок, по-видимому, одинаковая. Для реализации всех этих методов необходима предварительная подготовка и ввод данных. Для реализации этих методов в бортовой аппаратуре необходимо иметь в ЭВМ полупостоянное ЗУ значительного объема, сохраняющее введенные в него данные при выключении питания.

Методы, рассмотренные выше (см. п. 5.6.2), позволяют использовать данные измерений в реальных условиях. Целесообразнее применять тот метод, для реализации которого потребуется меньший объем памяти.

5.6.2. Вычисление поправок с использованием данных, содержащихся в сигнале. При распространении над реальной земной поверхностью сигнал испытывает значительные изменения: наряду с возникновением дополнительной фазы изменяется амплитуда сигнала, возникают дисперсионные явления. Между этими эффектами существует определенная функциональная связь.

Явление дисперсии проявляется в наличии частотной зависимости дополнительной фазы и времени группового запаздывания (см. п. 1.6.3).

Составляющая времени группового запаздывания огибающей сигнала, вызванная частотной зависимостью дополнительной фазы, равна

$$\tau_3 = \left. \frac{d\varphi_{\text{доп}}}{df} \right|_{f=f_0}.$$

Здесь f_0 — несущая частота сигнала. Для сигнала, состоящего из двух спектральных компонент с частотами f_1 и f_2 , время группового запаздывания приближенно можно определить по формуле

$$\tau_3 = [\varphi_{\text{доп}}(f_2) - \varphi_{\text{доп}}(f_1)] / (f_2 - f_1). \quad (5.6.4)$$

Эту величину измерить нельзя, однако можно измерить несопряженность шкал точного и грубого измерений времени прихода δ_τ по формуле (1.6.8). Обозначим

$$\psi = f_0 \delta_\tau = f_0 \tau_3 - \varphi_{\text{доп}}.$$

Аналогично из (5.6.4) получим $\psi = f_1 \tau_3 - \varphi_{\text{доп}}(f_1)$.

Очевидно, что при распространении над однородной по физическим свойствам подстилающей поверхностью $\varphi_{\text{доп}}$ и ψ являются функциями одних и тех же параметров d и Δ . Иначе имеем $\varphi_{\text{доп}} = \varphi_{\text{доп}}(d, \Delta)$; $\psi = \psi(d, \Delta)$. Исключая Δ из этой системы уравнений, получаем $\varphi_{\text{доп}} = f(\psi, d)$.

Зависимость $\varphi_{\text{доп}}$ от ψ в явном виде определить нельзя. Для расстояний, соответствующих $x \leq 1,0-1,2$, применимо следующее полиномиальное представление:

$$\varphi_{\text{доп}}(d) = a_1 \psi + a_2 \psi^2 + (b_1 \psi + b_2 \psi^2) d + (c_1 \psi + c_2 \psi^2) d^2. \quad (5.6.5)$$

Для больших расстояний

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{доп}}(d) = & \alpha_1\psi + \alpha_2\psi^2 + \alpha_3\psi^3 + \\ & + (\beta_1\psi + \beta_2\psi^2) d^{-1} + (\gamma_1\psi + \gamma_2\psi^2) d^{-2}. \end{aligned} \quad (5.6.6)$$

Значения коэффициентов $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2, \gamma_1, \gamma_2$ должны быть введены в ЭВМ. Расчеты показали, что формулы (5.6.6) и (5.6.5) могут быть применены и для сложных трасс. Последнее свидетельствует в пользу концепции эффективного импеданса (см. п. 5.6.2).

Измерение ψ с высокой точностью практически возможно всегда, так как эта величина медленно изменяется с расстоянием. При этом посредством автоматической коррекции должно быть исключено влияние времени группового запаздывания в приемнике. На точности измерения ψ сильно сказываются сигналы пространственных волн. Поэтому этот метод наиболее эффективно может быть использован в ИФРНС и ФРНС, работающих в дневное время суток.

Очевидно, теоретически можно использовать данные, полученные в результате измерений напряженности поля спектральных составляющих сигналов. Однако для таких измерений требуется точно поддерживать силу тока в передающей антенне и выполнять измерения амплитуд сигналов в бортовой аппаратуре, что приведет к значительному ее усложнению.

5.7. Прогнозирование дополнительной фазы в диапазоне СДВ

5.7.1. Значение СДВ диапазона для радионавигации. Диапазон радиочастот от 3 до 30 кГц ($\lambda=10-100$ км) называют диапазоном сверхдлинных волн. В этом диапазоне радиосигналы распространяются на очень большие расстояния, поэтому могут быть построены радионавигационные системы с рабочими зонами, простирающимися над всей поверхностью Земли. Своеобразие физических явлений, свойственных СДВ, обуславливается тем, что распространение радиоволн этого диапазона происходит в области пространства, ограниченной двумя сферическими поверхностями, представляющими собой поверхности Земли и ионосферы, т. е. в сферическом волноводе Земля—Ионосфера. Поле радиоволн в диапазоне СДВ на больших расстояниях от передающей антенны формируется обеими поверхностями сферического волновода, и поэтому способы разделения пространственных и поверхностных волн, столь эффективные применительно к ДВ и СВ диапазонам (см. § 1.6), здесь не применимы вовсе. Общеизвестно, что при распространении радиоволн в волноводе возбуждаются волны разных типов (моды), имеющие разные фазовые скорости, поэтому изменение амплитуды и фазы поля вдоль направления распространения имеет ярко выраженную интерференционную структуру. Интерференционный характер изменения дополнительной фазы с рас-

стоянием во многом аналогичен характеру изменения фазы при интерференции поверхностных и пространственных волн в ДВ и СВ диапазонах. Поэтому работа ФРНС в диапазоне СДВ оказывается возможной только в том случае, если распространение в волноводе Земля—Ионосфера будет осуществляться одним каким-либо типом волн.

В различных литературных источниках содержится большое количество материалов по теоретическим и экспериментальным работам в области распространения СДВ. В настоящем разделе изложение ведется только применительно к задачам настоящей книги: рассматриваются вопросы прогнозирования дополнительной фазы.

5.7.2. Поле сигнала в СДВ диапазоне. Основы теории распространения сигналов в СДВ диапазоне были рассмотрены в [161]. Здесь будет использована система обозначений, более удобная для инженерных расчетов и учитывающая временную зависимость $\exp(i\omega t)$ [120]. Согласно общепринятой модели полагают, что источник — вертикальный электрический диполь — расположен на гладкой сферической земной поверхности с приведенным поверхностным импедансом Δ_3 . Ионосфера предполагается гладкой сферической оболочкой, расположенной на высоте $h_{\text{И}}$ над землей, с приведенным поверхностным импедансом $\Delta_{\text{И}}$.

На рис. 5.7.1 внутренняя сфера изображает Землю, внешняя — Ионосферу. Точки P и $P_{\text{М}}$ — соответственно географический и магнитный Северные полюса Земли, жирной линией изображена трасса распространения. Вертикальная составляющая электрического поля, определенная в точке, отстоящей на расстоянии d , измеренном вдоль дуги большого круга от источника до точки приема на высоте z от поверхности земли, будет равна

$$E_z = 300 \sqrt{P} \exp(-ikd) (a \sin(d/a))^{-1/2} V(d, z), \quad (5.7.1)$$

где $V(d, z)$ — функция ослабления,

$$V(d, z) = i^{-1/2} \lambda^{1/2} h_{\text{И}}^{-1} \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-ixt_n) G_n(y) \Lambda_n. \quad (5.7.2)$$

Здесь x, y определены соотношениями (5.2.11) и (5.2.13); t_n — волновые числа нормальных волн (мод), определяемые решением характеристического уравнения

$$1 - A(t)B(t) = 0,$$

$$A(t) = - \frac{\omega'_1(t - y_0) + q_{\text{И}}\omega_1(t - y_0)}{\omega'_2(t - y_0) + q_{\text{И}}\omega_2(t - y_0)},$$

$$B(t) = - \frac{\omega'_2(t) - q_3\omega_2(t)}{\omega'_1(t) - q_3\omega_1(t)},$$

где $y_0 = (\kappa a/2)^{-1/3} \kappa h$.

Высотный множитель

$$G_n(y) = \frac{\omega_1(t_n - y) + A(t_n)\omega_2(t_n - y)}{\omega_1(t_n) + A(t_n)\omega_2(t_n)}.$$

Коэффициенты возбуждения нормальных волн определяются следующим образом:

$$\Lambda_n = \frac{y_0}{2} \left| \int_0^{y_0} [G_n(y)]^2 dy \right|.$$

Далее $q_H = -i(\kappa a/2)^{1/3} \Delta_H$, $q_3 = -i(\kappa a/2)^{1/3} \Delta_3$, $\omega_1(t)$ и $\omega_2(t)$ — функции Эйри.

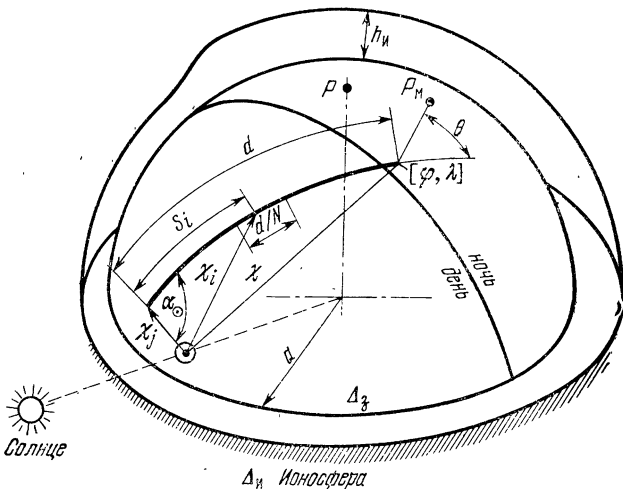


Рис. 5.7.1. Геометрия распространения СДВ.

Приведенные формулы не пригодны в окрестности точки — антипода источника излучения ($d/a = \pi$), в которую радиоволны приходят с различных сторон. Для расчета поля в этой области существуют другие формулы. Этот случай не представляет интереса для радионавигации.

5.7.3. Условия одномодового распространения. Напряженность поля $E_z^{(n)}$ n -й моды может быть на основании (5.6.1) вычислена по формуле

$$E_z^{(n)} = 1,64 \cdot 10^5 \sqrt{P} |\Lambda_n| \left[j^{1/2} h \left(a \sin \frac{d}{a} \right)^{1/2} \right]^{-1} |G_n(y)| \exp(-\alpha_n d), \quad (5.7.3)$$

где

$$\alpha_n = (\kappa a/2)^{1/3} a^{-1} \text{Im } t_n. \quad (5.7.4)$$

Для численных расчетов $E_z^{(n)}$ удобно выразить в децибелах относительно величины 1 мкВ/м:

$$\begin{aligned} |E_z^{(n)}| = & 95,9 + 10 \lg P + 20 \lg |\Lambda_n| + 20 \lg |G_n(z)| - \\ & - 10 \lg \sin(d/a) - 10 \lg f - 20 \lg h - \alpha'_n d/1000, \end{aligned} \quad (5.7.5)$$

где a , d и h выражены в километрах; частота сигнала f в кГц; $\alpha'_n = 8,69 \cdot 10^6 \alpha_n$ [дБ/1000 км].

Из формулы (5.7.4) следует, что коэффициенты затухания α'_n для разных мод неодинаковы. С увеличением порядка моды n коэффициенты затухания проявляют тенденцию к росту, усиливающуюся с увеличением длины волны. Расчеты по приведенным выше формулам, проверенные многократными экспериментами, показывают, что на расстояниях превышающих 1500—2000 км, следует учитывать лишь первые две — три моды.

Предположим, что для некоторой конкретной ситуации можно ограничиться только первыми двумя модами. Тогда изменение дополнительной фазы первой моды, вызванное интерференцией этих двух мод, может быть определено аналогично тому, как это было сделано в п. 1.6.1 при изучении влияния пространственных волн:

$$\Delta\varphi_{\text{доп}} = \text{arctg} [\gamma \sin \varphi / (1 + \gamma \cos \varphi)],$$

где $\gamma = |E_z^{(2)}| / |E_z^{(1)}|$ и φ — разность фаз сигналов первой и второй мод в точке приема

$$\varphi = \arg E_z^{(2)} - \arg E_z^{(1)}.$$

Величину γ удобно выразить в децибелах, тогда из (5.7.5) при $z=0$ получим

$$\gamma = 20 (\lg |\Lambda_2| - \lg |\Lambda_1|) - (\alpha_2 - \alpha_1) d/1000.$$

Из последней формулы следует, что величина γ , определяющая точность фазовых измерений, будет тем меньше, чем больше разность $\alpha_2 - \alpha_1$ и чем меньше разность $\lg |\Lambda_2| - \lg |\Lambda_1|$. На рис. 5.7.2 по данным, приведенным в [120], построена зависимость γ в функции от расстояния для $f=10, 12, 14, 16, 18$ кГц для ночных условий. Из этого графика следует, что одномодовый характер поля

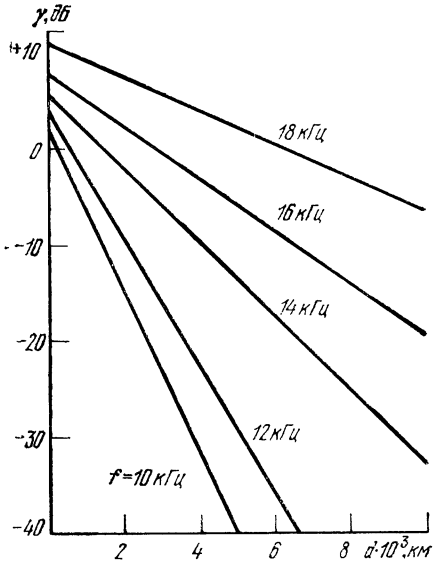


Рис. 5.7.2. Зависимость γ от расстояния.

($\gamma \leq -10$ дБ) на расстояниях 3000—4000 км имеет место в диапазоне частот, лежащих ниже 14—15 кГц. На меньших расстояниях поле имеет интерференционный характер, что приводит к значительным погрешностям при определении координат фазовым методом [162]. Поэтому этот диапазон наиболее пригоден для целей радионавигации. С другой стороны, следует учитывать, что

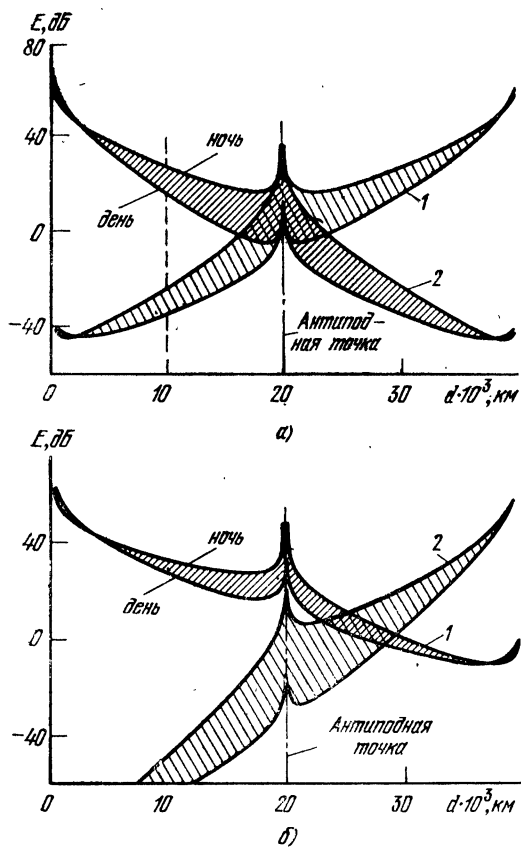


Рис. 5.7.3. Графики напряженности поля в децибелах относительно 1 мкВ/м при мощности излучения 1 кВт:

а — при распространении вдоль меридиана, б — при распространении вдоль экватора (1 — в восточном направлении, 2 — в западном направлении).

с понижением частоты растет затухание. Поэтому оптимальным участком диапазона СДВ является диапазон частот $f=10-16$ кГц. В частности, в этом диапазоне работает ФРНС «Омега» (см. § 2.3).

Применительно к РНС «Омега» по формуле (5.7.3) для частоты 10,2 кГц и излучаемой мощности $P=1$ кВт была вычислена зависимость $E_z=f(d)$ [47]. Результаты вычислений в виде графи-

ков приведены на рис. 5.7.3. Величина α'_1 зависит от времени суток и направления распространения, поэтому зависимости $E_z = f(d)$ даны для дня и ночи при распространении в восточном и западном направлениях.

5.7.4. Вычисление дополнительной фазы первой моды. Из (5.7.1) и (5.7.2) следует, что фаза сигнала первой моды

$$\varphi_1 = -\arg E_z^{(1)} = 2\pi \cdot 10^8 j d / c + \varphi_{\text{доп}},$$

где $\varphi_{\text{доп}} = \pi/4 + \varphi_A + \varphi_G + \beta d$.

Здесь

$$\varphi_A = \arg \Lambda_1, \quad \varphi_G = \arg G_1(y),$$

$$\beta = (\kappa a / 2)^{1/3} a^{-1} \operatorname{Re} t_1 = 2,094 \cdot 10^{-2} j (1 - v_\varphi / c),$$

d — расстояние [в 1000 км]; v_φ — фазовая скорость распространения первой моды.

Если условия распространения на трассе являются не одинаковыми, то t_1 , а следовательно, v_φ и β оказываются функциями расстояния d . Поэтому дополнительная фаза должна вычисляться следующим образом:

$$\varphi_{\text{доп}} = \pi/4 + \varphi_A + \varphi_G + \int_0^d \beta ds.$$

Параметр β , а следовательно, t_1 и v_φ являются сложными функциями высоты ионосферы $h_{\text{И}}$, поверхностного импеданса земной поверхности и приведенного импеданса ионосферы. Последний в свою очередь зависит от угла между направлением распространения и геомагнитным меридианом, высоты ионосферы $h_{\text{И}}$, зависящей от зенитного угла Солнца для данной части трассы ее геомагнитной широты и т. д. Так, изменение зенитного угла Солнца приводит к суточным и сезонным изменениям дополнительной фазы. Учет всех указанных факторов является совершенно необходимым. При этом $\varphi_A = (\varphi'_A + \varphi''_A) / 2$, где φ'_A и φ''_A — аргументы Λ для концевых участков трассы.

Приращение дополнительной фазы, вызванное изменением параметра, влияющего на распространение волн. В соответствии со сказанным выше фазовую скорость первой моды в данной точке трассы можно выразить следующим образом:

$$v_\varphi = v(\cos \chi, \Delta_3, \varphi_M, \theta).$$

Здесь φ_M — геомагнитная широта данной точки с географическими координатами $[\varphi, \lambda]$; θ — угол между направлением геомагнитного меридиана и направлением распространения в данной точке трассы. При этом приведенный импеданс и высота ионосферы

предполагаются функциями зенитного угла Солнца для данной точки трассы χ (точнее, $\cos \chi$).

Допустим, что зафиксировано изменение Δp параметра p относительно его среднего (номинального) значения p_H . Тогда соответствующее изменение дополнительной фазы может быть найдено следующим образом:

$$\Delta\varphi = \left. \frac{d\varphi}{dv_\varphi} \right|_{v_\varphi=v_H} \frac{dv_\varphi dp}{dp} = - \left. \frac{\omega d}{v_H^2} \frac{dv_\varphi}{dp} \right|_{p=p_H} dp,$$

где v_H — фазовая скорость при номинальном значении параметра p .

Очевидно, с точностью до малых второго порядка можно принять $v_H \approx c$.

Обозначим

$$\Delta v_p = \Delta p \left. \frac{dv_\varphi}{dp} \right|_{p=p_H}. \quad (5.7.6)$$

Тогда

$$\Delta\varphi = - \frac{\omega}{c} d \frac{\Delta v_p}{c} = - \frac{2\pi f}{c} d \frac{\Delta v_p}{c}.$$

Обозначим теперь через D расстояние вдоль трассы распространения, выраженное в долях длины волны:

$$D = d/\lambda = fd/c. \quad (5.7.7)$$

Тогда изменение фазы, вызванное отклонением параметра p от номинального значения, выраженное в сотых долях фазового цикла, будет равно

$$\Delta\varphi = -\Delta v_p D/c. \quad (5.7.8)$$

Влияние изменений параметров волновода Земля—Ионосфера на фазовую скорость. Параметры Δ_3 , φ_M , θ незначительно влияют на v_φ . Поэтому при фиксированном значении $\cos \chi$ их влияние может быть оценено по формуле (5.7.8) с учетом (5.7.6).

При этом очевидно, что Δv_θ и Δv_φ являются периодическими функциями соответствующих параметров θ и φ ;

$$\Delta v_{\theta\chi}/c = \sum_{n=1}^{\infty} k_\theta^{(n)} C_\theta^{(n)} \sin n\theta. \quad (5.7.9)$$

Коэффициенты $k_\theta^{(n)} C_\theta^{(n)}$ получаются при разложении в ряд Фурье по θ волнового числа первой моды t_1 . Очевидно, что $C_\theta^{(n)}$ являются функциями φ_M и $\cos \chi$, а $k_\theta^{(n)}$ — безразмерные масштабные коэффициенты. Задавшись определенной моделью изменения параметров ионосферы в функции φ_M , аналогичное представление в виде ряда Фурье может быть получено и для составляющей $\Delta v_{\varphi_M}/c$.

Наиболее естественным теперь является следующий метод расчета $\varphi_{\text{доп}}$. Вычислим при некоторых наиболее вероятных значениях параметров ионосферы волновое число t_1 первой моды для некоторых средних (номинальных) значений параметров. Удобно принять за такие величины: $\theta_0=0$ или π (распространение вдоль геомагнитного меридиана); $\varphi_M=\pi/4$ (для средних широт); Δ_3 соответствует проводимости подстилающей поверхности $\sigma=4$ См/м (распространение над морской поверхностью). Затем для произвольных величин этих параметров определяем соответствующие дифференциалы для t_1 и, следовательно, для v_φ (т. е. Δv_φ).

После этого в соответствии со сказанным находим

$$\varphi_{\text{доп}}(\chi) = [\Delta v_\chi/c + \Delta v_{\sigma\chi}/c + \Delta v_{\varphi_M\chi}/c + \Delta v_{\theta\chi}/c] D. \quad (5.7.10)$$

Пусть v_χ — фазовая скорость при указанных выше номинальных условиях; $\Delta v_{\sigma\chi}$, $\Delta v_{\varphi_M\chi}$, $\Delta v_{\theta\chi}$ — приращения фазовой скорости при данном значении зенитного угла Солнца при отклонении параметров σ , φ_M и θ от номинальных. Здесь отношение $\Delta v_\chi/c = v_\chi/c - 1$. Как величина $\Delta v_\chi/c$, так и $\Delta v_{\sigma\chi}/c$, $\Delta v_{\varphi_M\chi}/c$ и $\Delta v_{\theta\chi}/c$ — функции угла χ или, точнее, $\cos \chi$. Если указанные выше вычисления выполнены для ряда значений $\cos \chi$, то промежуточные значения $\Delta v(\chi)$ необходимо определять, используя интерполяционные формулы, например, вида

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_\varphi}{c} = & f_1 \left(\frac{\Delta v_{\chi_i}}{c}, \frac{\Delta v_{\chi_{i+1}}}{c} \right) + f_2 \left(\frac{\Delta v_{\sigma, \chi_i}}{c}, \frac{\Delta v_{\sigma, \chi_{i+1}}}{c} \right) + \\ & + f_3 \left(\frac{\Delta v_{\varphi_M, \chi_i}}{c}, \frac{\Delta v_{\varphi_M, \chi_{i+1}}}{c} \right) + f_4 \left(\frac{\Delta v_{\theta, \chi_i}}{c}, \frac{\Delta v_{\theta, \chi_{i+1}}}{c} \right). \end{aligned} \quad (5.7.11)$$

Здесь f_1 — f_4 — некоторые интерполяционные формулы.

Интерполяционная формула для дополнительной фазы. Зенитный угол Солнца χ , параметры σ , φ_M и θ изменяются вдоль трассы распространения, являясь функциями D . Поэтому дополнительную фазу $\varphi_{\text{доп}}$ следует определять интегрированием вдоль трассы распространения. Тогда с учетом (5.7.10) получим

$$\varphi_{\text{доп}} = \int_0^D \frac{\Delta v_\varphi}{c} dD. \quad (5.7.12)$$

При использовании интерполяционных методов вычисления в (5.7.12) следует ввести $\Delta v_\varphi/c$ из (5.7.11). С учетом (5.7.7) фазу первой моды сигнала можно определить по формуле

$$\varphi = D + \varphi_{\text{доп}} = D(1 + \varphi_{\text{доп}}/D). \quad (5.7.13)$$

Методологически наиболее правильным было бы вычислять фазу сигнала (или дополнительную фазу) по формулам (5.7.12) или

(5.7.13) с учетом интерполяционной формулы (5.7.11) для v_φ/c . Однако такая методика привела бы к исключительно громоздким вычислениям. Поэтому при построении интерполяционной формулы для всех членов используют одну и ту же интерполирующую функцию $f(\cos \chi)$, а величины

$$\Delta v_\chi/c, \Delta v_\sigma/c, \Delta v_{\varphi_M}^{(M)}/c \text{ и } \Delta v_\theta/c$$

вычисляют для двух значений $\cos \chi$: ± 1 . Первый случай называют «дневным», второй — «ночным». Тогда

$$v_\varphi(\cos \chi) = v_\varphi(\cos \chi_1) + f(\cos \chi) [v_\varphi(\cos \chi_2) - v_\varphi(\cos \chi_1)]. \quad (5.7.14)$$

При этом формулу для вычисления $\varphi_{\text{доп}}$ можно представить согласно (5.7.10) в виде

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{доп}} &= \int_0^D v_\varphi(\cos \chi) dD = \int_0^D v_\varphi(\cos \chi_1) dD + \\ &+ \int_0^D f(\cos \chi) [v_\varphi(\cos \chi_2) - v_\varphi(\cos \chi_1)] dD. \end{aligned} \quad (5.7.15)$$

Однако расчеты по этой формуле также относительно громоздки, поэтому (5.7.15) заменяется более простым выражением:

$$\varphi_{\text{доп}} = \varphi_{\text{доп}}^{(Д)} + F_\varphi(\varphi_{\text{доп}}^{(Н)} - \dot{\varphi}_{\text{доп}}^{(Д)}), \quad (5.7.16)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{доп}}^{(Д)} &= \frac{1}{c} \int_0^D v_\varphi(\cos \chi_1) dD, \\ \varphi_{\text{доп}}^{(Н)} &= \frac{1}{c} \int_0^D v_\varphi(\cos \chi_2) dD, \\ F_\varphi &= \frac{1}{D} \int_0^D F(\cos \chi) dD. \end{aligned} \quad (5.7.17)$$

Очевидно, при этом функция $F(\cos \chi)$ должна отличаться от функции $f(\cos \chi)$ в (5.7.14).

Таким образом, интерполирование осуществляется не по фазовой скорости, а по дополнительной фазе. Это методологически слабое место метода, так как величина F_φ должна зависеть не только от изменения $\cos \chi$ вдоль трассы распространения, но и от свойств подстилающей поверхности для данной трассы, от ее ориентации по отношению к магнитному меридиану и т. п. Однако метод интерполяции по дополнительной фазе обеспечивает значительную экономию вычислений и объема требуемой памяти.

Изменение дополнительной фазы с высотой. Зависимость дополнительной фазы от высоты определяется аргументом высотно-

го множителя. Может быть показано, что для диапазона частот, меньших 16—17 кГц,

$$\varphi_h = -\arg G(y) \approx -\frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{Re} \Delta_3 h \left(1 - \frac{2\pi}{\lambda} h \operatorname{Im} \Delta_3\right)^{-1}.$$

Таким образом, на малых высотах, как это и вытекает из общих соображений, зависимость φ_h целиком определяется свойствами подстилающей поверхности и выражается той же формулой, что и для ДВ и СВ (см. (5.2.33)). Для однородной почвы $\varphi_h \approx \approx -0,57 h / \sigma^{1/2} \lambda^{3/2}$. Для хорошо проводящих почв $\varphi_h \approx 0$. В целом до высот 15—20 км, имеющих практическое значение, как показывают расчеты, изменения фазы и амплитуды первой моды с высотой будут очень незначительными.

Влияние коэффициентов возбуждения на дополнительную фазу. В диапазоне 10—15 кГц модули коэффициентов возбуждения отличаются от нуля на несколько децибел, а их аргументы ограничиваются величиной 5°—7° [120]. Значение $|\Lambda_1|$ с ростом частоты уменьшается, тогда как $|\Lambda_2|$ — увеличивается. При распространении радиоволн СДВ диапазона через области, где свойства волновода Земля—Ионосфера претерпевают значительные изменения (например, при распространении через высокие горные хребты или при пересечении линии терминатора), возникают сигналы второй и высших мод. Если подстилающая поверхность при этом имеет низкую проводимость, то уровень высших мод сигналов, частоты которых превышают 15 кГц, может оказаться недопустимо большим (см. п. 5.7.3).

Арг Λ_1 в ночное время зависит от направления распространения и возрастает по модулю вблизи геомагнитного экватора (при $|\varphi_M| < 15-20^\circ$).

5.7.5. Точность прогнозирования дополнительной фазы. Используя методику, изложенную в п. 5.7.4, и выполняя вычисления по формулам (5.7.13), (5.7.16), можно определить прогнозируемое значение дополнительной фазы сигналов первой моды

$$\varphi_{\text{доп}} = \varphi_{\text{доп}}^{(A)} + F_\varphi (\varphi_{\text{доп}}^{(H)} - \varphi_{\text{доп}}^{(A)}). \quad (5.7.18)$$

Здесь F_φ вычисляется по формуле (5.7.17), а «ночная» и «дневная» дополнительная фазы ($\varphi^{(H)}$ и $\varphi^{(D)}$) с учетом (5.7.9) вычисляются для $\cos \chi = \pm 1$ по формуле

$$\varphi = \int_0^D k_\sigma dD + \sum_{n=1}^{\infty} k_\theta^{(n)} B_\theta^{(n)} + \sum_{n=1}^{\infty} k_\varphi^{(n)} B_\varphi^{(n)}, \quad (5.7.19)$$

где

$$k_\sigma = \Delta v_\chi / c + \Delta v_\sigma / c, \quad B_\theta^{(n)} = \int_0^D C_\theta^{(n)} \sin n\theta dD, \quad (5.7.20)$$

$$B_\varphi^{(n)} = \int_0^D C_\varphi^{(n)} \cos 2n\varphi dD.$$

Излагаемая здесь методика была применена для прогнозирования дополнительной фазы сигналов ФРНС «Омега» [49]. Численные значения коэффициентов, входящие в (5.7.19), вычисленные предварительно теоретически, уточняются посредством регрессионного анализа данных многочисленных измерений (порядка 500 000), выполненных в 300 контрольных пунктах [163]. Численное интегрирование проводится с шагом в 0,01 рад (65 км) вдоль трассы распространения. При этом используется карта распределения проводимости, учитывающая 10 уровней σ , заданных для участков земной поверхности с шагом $0,5^\circ$ по широте и по долготе. Влияние магнитного поля Земли учитывается рядом из 9 членов. Интерполяция между дневными и ночными условиями осуществляется с использованием функции $F(\cos \chi)$, график которой может быть представлен ломаной линией

$$F(\cos \chi) = \begin{cases} 1 & \text{при } -1 \leq \cos \chi \leq c_1, \\ q + r_1 \cos \chi & \text{при } c_1 < \cos \chi \leq c_2, \\ r_2(1 - \cos \chi) & \text{при } c_2 < \cos \chi \leq 1, \end{cases}$$

при этом $q + r_1 c_1 = 1$; $q + r_1 c_2 = r_2$.

Постоянные, входящие в эти формулы, определяются экспериментально. При наличии избыточных данных (например, при работе в составе бортовых навигационных комплексов) три из указанных постоянных (q , r_1 , r_2) могут быть уточнены с помощью описанной в гл. 4 процедуры многомерной фильтрации. Эти постоянные задаются для каждого двухнедельного периода. Однако в целях уменьшения объема вычислений в бортовых ЭВМ иногда принимают только две совокупности параметров: q , r_1 и r_2 (для лета и зимы), например:

Зима	Лето	
1	1	$-1 \leq \cos \chi \leq -0,15,$
$0,28 + 4,81 \cos \chi$	$-0,02 + 6,81 \cos \chi$	$-0,15 \leq \cos \chi < -0,04,$
$0,47(1 - \cos \chi)$	$0,25(1 - \cos \chi)$	$-0,04 \leq \cos \chi \leq 1,0.$

Алгоритм прогнозирования дополнительной фазы PPC (Predicted Propagation Corrections) используется в США для издания таблиц поправок (Omega Propagation Correction Tables). В этих таблицах содержатся значения дополнительной фазы, вычисленные для всех станций «Омега», для сферических зон со сторонами $4^\circ \times 4^\circ$ по широте и долготе, для 24 интервалов времени длительностью в $1/2$ месяца и 24 значений для каждого из этих интервалов, что соответствует каждому часу суток.

Ошибка прогнозирования представляет собой нормально распределенную случайную величину с нулевым средним, функция корреляции которой выражается формулой [107, 164]

$$r(d, \tau) = \sigma^2 \exp(-d/2800) [0,84^2 + 0,47^2 \cos \omega_E \tau + 0,27^2 \exp(-0,75 |\tau|)].$$

Здесь $\sigma=1,85$ км; d — расстояние в км вдоль поверхности земли; τ — время в ч; ω_E — угловая скорость вращения Земли. В п. 2.3.5 приведена другая формула для коэффициента корреляции $r(d)$.

Вследствие внезапных ионосферных возмущений возникают дополнительные погрешности, величина которых может быть оценена следующим образом: $\Delta=M(t/\tau_s)\exp[-(1-t/\tau_s)^2/2]$, где M и τ_s — параметры, характеризующие изменение дополнительной фазы вследствие внезапных ионосферных возмущений. Среднее значение параметра $M=1,39$, км, среднее значение величины $\tau_s=0,062$ ч. Внезапные ионосферные возмущения возникают относительно редко. Предполагается, что будет производиться оповещение навигаторов о времени появления подобных возмущений [165].

5.7.6. Алгоритм прогнозирования дополнительной фазы. В памяти бортовой ЭВМ заложены масштабные коэффициенты, входящие в (5.7.19) для всех частот ФРНС, для $\cos \chi=1$ и $\cos \chi=-1$, таблица, соответствующая карте проводимостей подстилающей поверхности, и координаты наземных станций $[\varphi_j, \lambda_j]$. Ниже излагается последовательность вычислений.

1. Вводятся из других программных модулей координаты объекта $[\varphi, \lambda]$, полученные в предыдущем цикле вычислений и текущее время t по Гринвичу.

2. Вычисляется длина трассы распространения *) (рис. 5.7.1)

$$d=\arccos[\sin \varphi_j \sin \varphi+\cos \varphi_j \cos \varphi \cos (\lambda_j-\lambda)].$$

3. Определяется число участков N с угловой длиной, близкой δd , необходимых для выполнения численного интегрирования; $N=[d/\delta d+1/2]$.

Для вычисления по упрощенным вариантам алгоритма в бортовых ЭВМ обычно принимают $\delta d=0,05$ рад. Каждый из N участков будет иметь длину d/N .

4. Находят координаты центров участков

$$\varphi_i=\arcsin(\cos s_i \sin \varphi_j+\sin s_i \cos \varphi_j \cos \alpha_j),$$

$$\lambda_i=\lambda_j+\arcsin(\sin s_i \sin \alpha_j/\cos \varphi_i), \quad (5.7.21)$$

где

$$\alpha_j=\arcsin[\sin(\lambda-\lambda_j)\cos \varphi/\sin d], \quad (5.7.22)$$

$$s_i=d/2N+(i-1)d/N. \quad (5.7.23)$$

(Здесь i — порядковый номер участка.)

5. Вычисляются координаты точки зенита Солнца φ_{\odot} , λ_{\odot} по формулам

$$\lambda_{\odot}=(0,5+T/24)360+E, \quad (5.7.24)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{\odot}=0,359^{\circ}-23,267^{\circ} \cos (\Theta+10,274^{\circ})-0,381^{\circ} \cos (2 \Theta+7,4^{\circ})- \\ -0,171^{\circ} \cos (3 \Theta+29,7^{\circ}). \end{aligned} \quad (5.7.25)$$

*) В этом пункте все расстояния на поверхности земли даны в угловой мере (см. § 1.3).

Здесь T — время дня (ч); величина E (уравнение времени) вычисляется по формуле [166]

$$E = -1,842^\circ \sin(\Theta - 3,41^\circ) - \\ - 2,482^\circ \sin(2\Theta + 20,38^\circ) - 0,079^\circ \sin(3\Theta + 17^\circ),$$

где $\Theta = 0,9856^\circ (D + T/24)$; D — номер дня от Гринвичского полдня 1 января текущего года.

6. Вычисляют величину $\cos \chi_i$ для центра каждого участка разбиения трассы (рис. 5.7.1):

$$\cos \chi_i = \cos s_i \cos \chi_j + \sin s_i \sin \chi_j \cos (\alpha_{\odot} - \alpha_j),$$

где

$$\chi_j = \arccos [\sin \varphi_j \sin \varphi_{\odot} + \cos \varphi_j \cos \varphi_{\odot} \cos (\lambda_{\odot} - \lambda_j)],$$

$$\alpha_{\odot} = \arcsin [\sin (\lambda_{\odot} - \lambda_j) \cos \varphi_{\odot} / \sin \chi_j].$$

Величины λ_{\odot} , φ_{\odot} , s_i , α_j принимают в соответствии с (5.7.22) — (5.7.25).

7. Вычисляют интерполяционный множитель по (5.7.17):

$$F_{\vartheta} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N F(\cos \chi_i).$$

8. Вычисляют количество участков, соответствующих уровню проводимости κ_i . Для этого по известным координатам центров участков $[\varphi_i, \lambda_i]$, найденных с помощью (5.7.21), (5.7.22), определяют адреса ячеек в памяти, где хранятся номера коэффициентов $k_{\kappa i}$. В упрощенных вариантах алгоритма для бортовых вычислителей обычно принимают восемь уровней проводимости, заданных для зон поверхности со сторонами в 5 географических градусов.

9. Вычисляют геомагнитные широты для центров участков и азимуты дуги большого круга в этих точках по отношению к геомагнитному меридиану:

$$\varphi_{M_i} = \arcsin [\sin \varphi_i \sin \varphi_0 - \cos \varphi_i \cos \varphi_0 \cos (\lambda_i - \lambda_0)],$$

$$\sin \theta_i = \cos \varphi_{M_i} \sin (\lambda_{M_i} - \lambda_{M_j}) / |\sin s_i|,$$

где

$$\lambda_{M_i} = \arcsin \{ [\cos \varphi_i \sin (\lambda_{M_i} - \lambda_0)] [\cos \varphi_{M_i}]^{-1} \}.$$

При этом $\varphi_0 = 78^\circ$, 5 и $\lambda_0 = 291^\circ$ — координаты Северного магнитного полюса Земли P_M . В некоторых упрощенных вариантах преобразование к геомагнитным координатам не производится.

10. Далее вычисляют

$$B_{\theta}^{(i)} = \frac{D}{N} \sum_{n=1}^{l_1} C_{\theta}^{(n)} \sin n\theta_i$$

и

$$B_{\varphi}^{(i)} = \frac{D}{N} \sum_{n=1}^{l_2} C_{\varphi}^{(n)} \cos 2n\varphi_{M_i}, \quad D = ad/\lambda.$$

В упрощенных вариантах алгоритмов для бортовых ЭВМ обычно $l_1 \leq 4$, $l_2 \leq 2$. В частности, $C_{\theta}^{(1)} = \cos \varphi_M$, $C_{\varphi}^{(1)} = 1$.

11. Затем вычисляют для всех частот и для $\cos \chi = \pm 1$ значения $\varphi^{(A)}$ и $\varphi^{(B)}$ по формуле (5.7.19), в которой вместо первого слагаемого используется выражение

$$\int_0^D k_g dD \approx \frac{D}{N} \sum_{i=1}^l v_i k_g^{(i)}.$$

Здесь v_i — число участков, соответствующих i -му уровню проводимости σ_i , коэффициент $k_g^{(i)}$ — величина, определенная в соответствии с (5.7.20) для уровня проводимости σ_i .

12. Далее по формуле (5.7.18) с учетом (5.7.17) вычисляют $\Phi_{\text{дон}}$ для всех частот, которые затем выводятся в другие блоки программы.

13. Далее осуществляется возврат к началу программы с переходом к следующей станции ($j=j+1$). Цикл заканчивается после вычисления $\Phi_{\text{дон}}$ для всех станций навигационной цепи ($j=8$), затем производится переход к следующему циклу вычислений.

Стремлением уменьшить затраты машинного времени и требуемый объем памяти объясняется появление в печати многочисленных работ, посвященных упрощенным, по сравнению с изложенным, алгоритмам [49]. Из них наиболее известными являются эмпирический алгоритм Пирса, выведенный только для частоты 10,2 кГц, метод трапецидальных характеристик, метод табличной памяти, алгоритмы, основанные на аппроксимации поля поправок степенными рядами.

Сравнение этих алгоритмов с упрощенными вариантами основного алгоритма показало, что, уступая ему в точности и универсальности, указанные выше алгоритмы не обеспечивают заметного выигрыша в отношении требований, предъявляемых к бортовому вычислителю. Поэтому упрощенные варианты основного алгоритма получили в последнее время широкое распространение. При этом погрешность измерения места по сравнению с указанной в п. 5.7.5 возрастает на 25—45%.

Представляет также значительный интерес метод вычисления поправок по данным измерений на объекте. Идея этого метода заключается в том, что дополнительная фаза первой моды является простой функцией дисперсии фазы, которая образуется при распространении сигналов разных частот [167]. Дисперсия может быть измерена в приемоиндикаторе, после чего с точностью, достаточной для практического использования, может быть вычислена дополнительная фаза и тем самым внесена поправка в процесс радионавигационных измерений.

К сожалению, величина погрешности оценки дополнительной фазы этим методом крайне чувствительна к наличию сигналов высших мод и его применение возможно лишь после устранения многозначности. В случае исключения или уменьшения влияния высших мод (например, по способу, изложенному в п. 1.6.4), метод, основанный на использовании дисперсии, может оказаться весьма эффективным.

Список литературы

1. Пестряков В. Б. Фазовые радиотехнические системы. М., «Сов. радио», 1968 г.
2. Sodano E. M. General noniterative solution of the inverse and direct geodesic problems. — «Bull. Geodes.», 1965, № 75, p. 69—89.
3. Andoyer H. Formule donnant la longueur de la géodesique joignant 2 points de l'ellipsoïde données par leurs coordonnées géographiques. — «Bull. Geodes.», 1932, № 34, p. 77.
4. Lambert W. D. The distance between two widely separated points on the surface of the earth. — «J. Washington Acad. Sci.», 1942, v. 32, p. 125.
5. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М., «Наука», 1969.
6. Белов В. И. Алгоритмы устранения неоднозначности в фазовой многоканальной измерительной системе. — «Радиотехника и электроника», 1976, № 8, с. 1657—1662.
7. Бакут П. А. и др. Вопросы статистической теории радиолокации. М., «Сов. радио», 1962.
8. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., «Сов. радио», 1971.
9. Трахтман А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. М., «Сов. радио», 1972.
10. Распределение по Земному шару атмосферных помех и их характеристики. МККР. — Документы X Пленарной Ассамблеи. Отчет 322. М., «Связь», 1965.
11. Валеев В. Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовых помех. — «Изв. АН СССР. Техн. кибернетика», 1971, № 2.
12. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969.
13. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. М., «Сов. радио», 1962.
14. Вудворд Ф. М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. Пер. с англ. М., «Сов. радио», 1955.
15. Лаврентьев М. А. и Люстерник Л. А. Курс вариационного исчисления. М.—Л., ГИТТЛ, 1948.
16. Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем. М., ГИФМЛ, 1958.
17. Солодовников В. В. Статистическая динамика линейных систем автоматического управления. М.—Л., Физматгиз, 1960.
18. Цветнов В. В., Пономарева В. Д. Оптимальные фазовые измерители с суммарно-разностной обработкой. — «Труды Моск. ин-та радиотехники, электроники и автоматики», 1972, вып. 64, с. 188—195.
19. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. М., «Сов. радио», 1965.
20. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Пер. с англ. М., «Сов. радио», 1971.
21. Heimiller R. C. Phase shift codes with good periodic correlation properties. — «IRE Trans.», 1961, v. IT-7, № 3.
22. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М., «Сов. радио», 1968.
23. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. Пер. с англ. М., ИЛ, 1963.
24. Худсон Д. Статистика для физиков. Пер. с англ. М., «Мир», 1970.
25. Вазан М. Стохастическая аппроксимация. М., «Мир», 1972.
26. Navigation systems. A survey of modern electronic aids. Ed. G. E. Beck, Lnd., Van Nostrand Reinhold, 1971.
27. Radio aids to maritime navigation and hydrography. Special Publication № 39. Monaco, 1965 (Intern. Hydrographic Bureau).

28. **Biorn C., Rorholt A.** Electronic aids to navigation for fishing vessels and other open sea users. — «Navigation» (USA), 1969, v. 16, № 3.
29. **Powell C.** The Decca Navigator system for ship and aircraft use. — «Proc. IEE», 1958, v. 105, № 4.
30. **Быков В. И., Никитенко Ю. И.** Фазовая радионавигационная система «Декка — Навигатор». М., «Транспорт», 1969.
31. **Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А.** Фазовая автоподстройка частоты. М., «Связь», 1966.
32. **Витерби Э. Д.** Принципы когерентной связи. М., «Сов. радио», 1970.
33. **Мэзон.** Потребности армии в средствах навигации и управления воздушным движением. — «Электроника», 1963, т. 36, № 47.
34. **Powell C., Woods A. R.** Lambda-radio aids to hydrographic surveying. — «Radio Electron. Eng.», 1963, v. 25, № 6.
35. **Powell C.** Dectra — a long range radio-navigation aid. — «J. IEE», v. 18, № 5.
36. **Toran.** Проспект фирмы «Sercel». Paris, 1968.
37. **Астафьев Г. П., Шабшаевич В. С., Юрков Ю. А.** Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. М., «Сов. радио», 1962.
38. **Lorac.** Проспект фирмы «Seiscon», Tulsa (USA), 1968.
39. **Baudras-Chardigny A., Colliaux L.** Le système de radio-navigation «Rana», type «Rager». — «Navigation» (France), 1971, v. 20, № 78.
40. **Hastings C. E., Budde A. A.** New Raydist tracking system. — «Aero-digest», 1954, July.
41. **Hastings C. E.** Electronic systems for precision surveying and navigation. — «Undersea Technology», 1971, v. 12, № 12.
42. **Toran radiolocation.** Проспект фирмы «Sercel». Paris, 1969.
43. **Une nouvelle forme du système «Toran».** — «Navigation» (France), 1972, v. 20, № 77, p. 23—28.
44. **Asche G. P.** Implementation status of the Omega navigation system. — «Navigation» (USA), 1972, c. 19, № 2.
45. **Swanson E. R., Kugel C. P.** VLF timing conventional and modern techniques including Omega. — «Proc. IEEE», 1972, v. 60, № 5.
46. **Swanson E. R.** Omega. — «Navigation» (USA), 1971, v. 18, № 2.
47. **Pierce I. A.** Omega. — «IEEE. Trans.», 1965, v. AES-1, № 3.
48. **Waylan C. J., Ohlson J. E.** Maximum likelihood estimation applied to a four frequency Omega experiment. — «Navigation», (USA), 1975, v. 22, № 3, p. 235—243.
49. **Beavers A. N., Gentry D. E., Kasper J. F.** Evaluation of real-time algorithms for Omega propagation prediction. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 3, p. 252—258.
50. **Watt A. D.** VLF radio engineering. N. Y., Pergamon Press, 1967.
51. **Alberts W. S.** Transmitting facilities for Omega. — «Westinghouse Engineer», 1970, v. 30, № 4, p. 98—107.
52. **Frenkel G., Gan D. G.** Ambiguity resolution in systems using Omega for position location. — «IEEE Trans.», 1974, v. COM-22, № 2, p. 305—312.
53. **Mactaggart D.** Design and performance of CMA-719 computerized airborne Omega receiver. — «Navigation» (USA), 1972, v. 19, № 2.
54. **Sage G. F.** NRL-LSI Mark III airborne Omega system. — «Navigation» (USA), 1969, v. 16, № 4.
55. **De Lorme J. F., Tuppen A. R.** Low cost navigation processing for Loran-C and Omega. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 2, p. 112—127.
56. **Gaon B. N.** Hand held calculator technology applied an advanced Omega receiver. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 4, p. 302—308.
57. **Lubin S. J., Lewis B. M.** Effects of weather on airborne Omega. — «Navigation», (USA), 1972, v. 19, № 2, p. 175—180.
58. **Dickerson N. C.** Automatic Omega receiver computer augmented approach to low cost marine navigation. — «Navigation» (USA), 1971, v. 18, № 2.
59. **Паудсон М. В.** Бортовая аппаратура РНС «Омега» для морской навигации. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1974, № 10.

60. **Baxa E. G., Piserchia P. V.** Recent results on parametric analysis of differential Omega error. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 3, p. 208—220.
61. **Lilley R. W.** Binary processing and display concepts for low cost Omega receivers. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 3, p. 244—251.
62. **Miller H. G.** Differential Omega in the domestic air traffic control environment. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 2, p. 165—172.
63. **Hollister W. M., Dodge S. M.** An evaluation of differential Omega for general aviation Area Navigation. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 3, p. 259—273.
64. **Loran-C users handbook.** Department of Transportation, Washington, 1974.
65. **Frank R. L.** Multiple pulse and phase code modulation in Loran-C system. — «IRE Trans.», 1960, v. ANE-7, № 2.
66. **Leschutta S., Paloschi P., Quaglia G.** Applicazioni del sistema di navigazione Loran-C per misure di tempo e frequenza. — «Alta Frequenza», 1970, v. 40, № 7.
67. **Fehlner L. F., McCarty T. A.** A precision and time service for the air traffic of the future. — «J. Navigation», 1973, v. 26, № 1.
68. **Beukers J. M.** Radio navigation in North America... The next 25 years. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 1.
69. **Wieder B., Washburn J. S.** Evaluation of the Loran Tests at Anniston, Alabama and Panama City, Florida. Boulder, Colo, 1970.
70. **Doherty R. H., Johler J. R.** Unexploited potentials of Loran-C. «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 4, p. 343—351.
71. **Kayton M., Fried W.** Avionics navigation systems. N. Y., Wiley, 1969.
72. **Miller B.** Military expands interest in Loran. — «Aviat. Week and Space Technology», 1970, July 13.
73. **Goodman G. R., Oswitt R. P.** Loran-C replacement equipment (LRE). — «Navigation» (USA), 1976, v. 23, p. 228—236.
74. **Райдсон М. В.** Бортовая аппаратура РНС «Лоран». — «Зарубежная радиоэлектроника», 1976, № 3, с. 126—151.
75. **Reilly R. A.** Microminiature Loran-C Receiver/Indicator. — «IEEE Trans.», 1966, v. AES-2, № 1.
76. **Франк Р. Л., Филипс А. Н.** Цифровой приемник системы «Лоран-С» с применением микроминиатюрных систем. — «Электроника», 1964, т. 37, № 5, с. 12.
77. **Henry W. O.** Some developments of Loran. — «J. Geophysical Res.», 1960, v. 65, № 2.
78. **Lipsey E. M.** Tactical Air Navigation. — «Navigation», (USA) 1969, v. 16, № 3, p. 295—307.
79. **Frank R. L.** Current developments in Loran-D. — In: Proc. Nat. Navigation Symp., Washington, 1974.
80. **St. Marys River Loran-C chain.** — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 4, p. 371.
81. **Portable Loran repeater pinpoints.** — «Electr. Des.», 1972, v. 20, № 7.
82. **Beckman P.** Amplitude probability distribution of atmospheric radio noise. — «Rad. Sci.», 1964, v. 68D, № 6.
83. **Middleton D.** Man-made noise in urban environments and measurements. — «IEEE Trans.», 1973, v. AES-9, № 9.
84. **Esposito R., Buck R. E.** A mobile wideband measurements system for urban — man — made noise. — «IEEE Trans.», 1973, v. COM-21, № 11.
85. **Navanvicz I. E., Tanner R. L.** Some techniques discharge noise in aircraft antennas. — «Proc. IEEE», 1964, v. 52, № 1.
86. **Baltzer O. J., Fraser E. C.** Omega navigation systems specification and performance measurement. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 2.
87. **Spaulding A. D., Roubique C. I., Crichlow W. Q.** Conversion of the amplitude-probability distribution function for atmospheric radio noise from one bandwidth to another. — «J. Res. NBS», 1962, v. 66D, № 6.
88. **Crichlow W. Q., Roubique C. J., Spaulding A. D., Beery W. M.** Determination of the amplitude-probability distribution of atmospheric radio noise from statistical moments. — «J. Res. NBS», 1960, v. 64D, № 1.

89. Рубцов В. Д. Распределение мгновенных значений атмосферного шума при узкополосном приеме. — «Радиотехника и электроника», 1975, № 10.
90. Рубцов В. Д. Статистические характеристики фазы смеси атмосферного шума и узкополосного сигнала. — «Радиотехника и электроника», 1974, № 11.
91. Челпанов Н. Б. Оптимальная обработка сигналов в навигационных системах. М., «Наука», 1967.
92. Бунимович В. И., Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. М., «Сов. радио», 1951.
93. Рубцов В. Д. Об измерении фазы гармонического модулирующего колебания с использованием переходов огибающей смеси АМ сигнала и помехи через средний уровень. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1973, вып. 5.
94. Рубцов В. Д. К вопросу о плотности распределения временного интервала до первого нуля узкополосного процесса. — «Радиотехника и электроника», 1975, № 9.
95. Никитенко Ю. И., Хмаладзе Т. Г. Сравнение амплитудно-фазового и фазового методов измерения фазы при воздействии синусоидных помех. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1968, вып. 20.
96. Neigl J. J. The quiet revolution in radio navigation. — «Signal», 1972, № 3.
97. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. М., «Сов. радио», 1973.
98. Ли Р. Оптимальные оценки, определение характеристик и управление. Пер. с англ. М., «Наука», 1966.
99. Аоки М. Оптимизация стохастических систем. Пер. с англ. М., «Наука», 1971.
100. Казаков И. Е. Статистическая теория систем управления в пространстве состояний. М., «Наука», 1975.
101. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Фinitные функции в физике и технике. М., «Наука», 1971.
102. Острем К. Ю. Введение в стохастическую теорию управления. Пер. с англ. М., «Мир», 1973.
103. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляция. Т. I. Пер. с англ. М., «Сов. радио», 1972.
104. Horowitz L. Direct-ranging Loran-«Navigation» (USA), 1970, v. 17, № 2.
105. Uttam B. J., D'Appolito J. A. Direct ranging Loran model identification and performance predictions. — «IEEE Trans.», 1975, v. AES-11, № 3, p. 380—385.
106. Бэттин Р. Г. Наведение в космосе. Пер. с англ. М., «Машиностроение», 1966.
107. D'Appolito J. A., Kasper J. F. Predicted performance of an integrated Omega/Inertial navigation system. — In: Proc. 19th Nat. Aerosp. Electr. Conf., 1971.
108. Gentry D. E., D'Appolito J. A., Kasper J. F. Alternative approaches to integrated airborne Omega inertial navigation. — «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 3, p. 274—279.
109. Brown R. J., Sage A. P. Estimation using stochastic feedback with applications to integrated navigation systems. — «IEEE Trans.», 1971, v. AES-7, № 2.
110. Klass Ph. Navaid competition grows keener. — «Aviat. Week and Space Technol.», 1973, v. 99, № 24.
111. Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. М., «Сов. радио», 1962.
112. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. М., «Связь», 1972.
113. Наденко С. И. Антенны. М., Связьиздат, 1959.
114. Рязин П. А. Расчет излучения прямолинейной антенны в ближней зоне. — ЖТФ, 1937, т. 7, вып. 6, с. 627.
115. Альперт Я. Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. М., «Наука», 1972.
116. Альперт Я. Л. Экспериментальные исследования фазовой структуры электромагнитного поля вблизи излучателя. — В кн.: Новейшие исследования распространения радиоволн. Под ред. Л. И. Мандельштама и Н. Д. Папалекси. М., Гостехиздат, 1945.

117. **Международный консультативный комитет по радио.** — Документы XI Пленарной Ассамблеи. Осло, 1966, ч. 2. М., «Связь», 1969.
118. **Wentworth F. L., Cohn M.** Electrical properties of sea ice at 0,1 to 30 Mc/c.— «Rad. Sci.», 1964, v. 68D, p. 681—691.
119. **Фейнберг Е. Л.** Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М., Изд. АН СССР, 1961.
120. **Wait J. R.** Electromagnetic waves in stratified media. N. Y., Pergamon Press, 1970.
121. **Фок В. А.** Дифракция радиоволн вокруг земной поверхности. М., АН СССР, 1946.
122. **Гюннинен Э. М., Макаров Г. И., Новиков В. В., Рыбачек С. Т.** Распространение электромагнитных импульсов и их гармонических составляющих над земной поверхностью. — В кн.: Проблемы дифракции и распространения волн. Вып. 3, ЛГУ, 1964.
123. **Hufford G. A.** An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface. — «Quart. Appl. Math.», 1952, v. 9, № 4, p. 391—404.
124. **Bremmer H.** Applications of operational calculus to ground wave propagation, particularly for long waves. — «IRE Trans.», 1958, v. AP-6, p. 267—272.
125. **Spies K. P. and Wait J. R.** On the calculation of the ground wave attenuation factor at low frequencies. — «IEEE Trans.», 1966, v. AP-14, July, p. 515—517.
126. **Ott R. H., Barry L. A.** An alternative integral equation for propagation over irregular terrain. — «Rad. Sci.», 1970, v. 5, № 5, p. 767—771.
127. **Ott R. H.** An alternative integral equation for propagation over irregular terrain. — «Rad. Sci.», 1971, v. 6, № 4, p. 429—435.
128. **King R. J., Schlak G. A.** The ground wave attenuation function for propagation over a highly conductive earth. — «Rad. Sci.», 1967, v. 2, № 7, p. 687—694.
129. **Рязин П. А.** Распространение радиоволн вблизи земной поверхности. — В кн.: Новейшие исследования распространения радиоволн. Под ред. Л. И. Мандельштама и Н. Д. Папалекси. М., Гостехиздат, 1945.
130. **Tamir T.** On radio-wave propagation in forest environments. — «IEEE Trans.», 1967, v. AP-15, № 6, p. 806—817.
131. **Dence D., Tamir T.** Radio loss of lateral waves in forest environments. — «Rad. Sci.», 1969, v. 4, № 4, p. 307—318.
132. **Sachs D. L. and Wyatt P. J.** A conducting slab model for electromagnetic propagation within a jungle medium. — «Rad. Sci.», 1968, v. 3, № 2, p. 125—134.
133. **Бреховский Л. М.** Волны в слоистых средах. М., Изд. АН СССР, 1957.
134. **Кашпровский В. Е., Кузубов Ф. А.** Распространение средних радиоволн земным лучом. М., «Связь», 1971.
135. **Фейнберг Е. Л.** Распространение радиоволн вдоль реальной поверхности. — В кн.: Исследования по распространению радиоволн. М.—Л., Изд-во АН СССР, 1948, с. 97—215.
136. **Wait J. R., Jackson C. M.** Calculations of the field near the apex of a wedge surface. — «NBS Techn. Notes», 1963, № 204.
137. **Калинин Ю. К.** К вопросу о фазовой скорости и направлении нормали к фронту радиоволн над неоднородной поверхностью. — В кн.: Труды НИИЗМИРП, 1957, № 13, с. 87—109.
138. **Wait J. R., Jackson C. M.** Oblique propagation of groundwaves across a coastline. Pt. II. — «J. Res. NBS», 1963, v. 67D, № 6, p. 625—630.
139. **Вакман Д. Е.** Асимптотические методы в линейной радиотехнике. М., «Сов. радио», 1962.
140. **Electromagnetic and acoustic scattering by simple shapes.** Ed. J. J. Bowman, Amsterdam, 1969.
141. **Гюннинен Э. М., Забавина И. Н., Макаров Г. И.** О квазистатическом приближении в задаче дифракции волн на сфере. — В кн.: Проблемы дифракции и распространения волн. Вып. 6, ЛГУ, 1966, с. 199—207.
142. **Гюннинен Э. М., Макаров Г. И., Ягулов И. Г., Яневич Ю. М.** Исследование влияния наземных препятствий на распространение радиоволн. —

- В кн.: Проблемы дифракции и распространения волн. Вып. 2. ЛГУ, 1962, с. 166—212.
143. **Johler J. R., Barry L. A.** Loran-D phase correction over inhomogeneous, irregular terrain.— In: ESSA Techn. Rept. IER 59/ITSA 56, 1967.
 144. **Rice S. O.** Reflection of electromagnetic waves from slightly rough surfaces.— In: Theory Electromagnetic Waves. Ed. M. Kline, Interscience and Dover, N. Y., 1951.
 145. **Barrick D. E.** Theory of HF and VHF propagation across the rough sea.— «Rad. Sci.», 1971, v. 6, № 5, p. 517—533.
 146. **Филлипс О. М.** Динамика верхнего слоя океана. Пер. с англ. М., «Мир», 1969.
 147. **Wait J. R.** Guiding of electromagnetic waves by uniformly rough surface.— In: Proc. Symp. Electromag. Theory, Toronto, 1959, p. 154—168.
 148. **Johler J. R.** Loran C-D phase corrections over irregular inhomogeneous terrain.— In: ESSA Techn. Rept.», ITS 83, 1969.
 149. **Калинин Ю. К.** Некоторые вопросы распространения радиоволн над неоднородной сферической поверхностью земли.— В кн.: Труды ИЗМИРАН, 1960, вып. 17(27), с. 50—129.
 150. **Макаров Г. И., Яневич Ю. М.** Поле точечного источника над импедансной кусочно-однородной поверхностью.— В кн.: Проблемы дифракции и распространения волн. Вып. 9, ЛГУ, 1969, с. 103—117.
 151. **Millington M. A.** Ground-wave propagation over an inhomogeneous smooth earth.— «Proc. IEE», 1949, v. 96, pt. III, p. 53—64.
 152. **Millington G., Isted G. A.** Ground-wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. Pt. 2. Experimental evidence and practical implications.— «Proc. IEE», 1950, v. 97, Pt. III, p. 209—222.
 153. **Pressey B. G., Ashwell G. E., Fowler C. S.** The measurement of the phase velocity of ground-wave propagation at low frequencies over a land path.— «Proc. IEE», 1953, v. 64, Pt. III, p. 73—84.
 154. **Wait J. R.** Oblique propagation of groundwaves across a coastline. Pt. I.— «J. Res. NBS», 1963, v. 67D, № 6, p. 617—624.
 155. **King R. J., Maley S. W.** Model experiments on propagation of groundwaves across an abrupt boundary at perpendicular incidence.— «Rad. Sci.», 1968, v. 3, № 10, p. 1375—1381.
 156. **King R. J., Maley S. W.** Model experiments on propagation of groundwaves across an abrupt boundary at oblique incidence.— «Rad. Sci.», 1966, v. 1, № 1, p. 111—115.
 157. **Wait J. R., Spies K. P.** Propagation of radio waves path a coast line with a gradual change of surface impedance.— «IEEE Trans.», 1964, v. AP-12, № 5, p. 570—575.
 158. **Johler J. R.** Loran radio navigation over irregular inhomogeneous ground with effective ground impedance maps.— In: US Dept. Commerce Rpt, OT/TRER22, Boulder, 1971.
 159. **Doherty R. H., Johler J. R.** On the prediction of Loran-D.— In: US Dept. Commerce Rpt, OT/TRER35, Boulder, 1972.
 160. **Doherty R. H.** A Loran-C grid calibration and prediction method.— In: US Dept. Commerce Rpt, OT/TRER25, Boulder, 1972.
 161. **Краснушкин П. Е., Яблочник Н. А.** Теория распространения сверхдлинных волн. Изд. 2, М., ВЦ АН СССР, 1963.
 162. **Vaха E. G., Lytle C. D.** On observations of modal interference of the North Dakota Omega transmission.— «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 4, p. 309—323.
 163. **Kasper J. F., Creekmore E. E.** Omega utilization by nonmilitary subscribers.— «Navigation» (USA), 1972, v. 19, № 3, p. 215—225.
 164. **Sangiovanni C., Moryl J.** Mixed inertial navigation systems for surface ship.— «Navigation» (USA), 1974, № 1, p. 61—78.
 165. **Burgess B., Walker D.** Effects in Omega from propagation Variations.— «J. Inst. Navig.», 1970, v. 23, № 1, pp. 49—59.
 166. **Newcomer K. E.** Navigation applications of the HP-65 calculator.— «Navigation» (USA), 1975, v. 22, № 2, p. 152—156.

167. Papousek W., Reder F. H. A modified composite wave technique for Omega. — «Navigation» (USA), 1973, v. 20, № 2.
168. Powell C. The Decca Hi-fix/6 position-fixing system. — «Intern. Hydrographic Rev.», 1974, № 1.
169. Титов А. В., Ульяницкий Ю. Д. Об одном методе измерения временного положения импульсного сигнала на фоне помех. — «Изв. вузов. Радиоэлектроника», 1969, т. 12, № 5.
170. Busharis I. G., Tuppen A. R. Low cost navigation processing. — In.: Proc. Radio Navig. Symp., 1973.
171. Reilly R. A. Combined Loran—Omega receiver. — In.: Proc. Radio Navig. Symp., 1973.
172. Culver C. O., Danklefs R. W. The use of microprocessors in navigation systems. — «Navigation» (USA), 1976, v. 23, № 3, p. 245—248.
173. Klass P. S. Omega navaid improvement pushed. — «Aviat. Week and Space Technology», 1976, v. 105, № 16, p. 73—81.

Предметный указатель

- Алгоритм вычисления координат
итерационный 13
— — — неитерационный 18
— оценки разности фаз 52
- Алгоритмы оценки РНП в приемондикаторах с нелинейными цифровыми дискриминаторами 193
— согласованной фильтрации дискретизированных сигналов 180
- Влияние среды распространения на сигнальную функцию 65
— на фазу ветрового волнения поверхности моря 242
— — пологих неровностей 243
- Волновое сопротивление среды 211
— число 211
- Время дискретное 170
— распространения фазовое 6
- Выборка 12
Выборки сигнальные 204
- Вычисление координат объекта в реальном времени 15
- Дискретизатор 169
- Дискриминаторы релейные 131
- Дорожка 20
- Измерение разности фаз сигнала двухканальными измерителями 51
- Измерители с векторномерными фазовыми дискриминаторами 166
— корреляционные 50
— следящие аналоговые 47
- Измеритель многошкальный 20
— —, несопряженность шкал 25
— —, устранение многозначности 24, 25
— нелинейный 159
- Импеданс поверхностный 212, 213
— — приведенный 213
— эффективный 255
- Классификация трасс распространения 213
- Когерентность сигналов 28
- Кодирование фазовое 124
- Компенсация фазовых сдвигов 81
- Коррекция паразитных фазовых сдвигов 90
- Коэффициент поглощения 212
— усиления матричный 191
- Линия базовая 7, 13
— положения 12
- Метод автоматический компенсации разности фаз 12
— вычисления поправок 254, 256
— с измерением РНП на сильно отличающихся частотах 21
— квазидальномерный 17
— пологих неровностей 232, 233
— стандартных выступов 242
— эффективного импеданса 254
— устранения многозначности 21, 28, 86, 254
- Модулятор временной 47
- Множители высотные 214, 224
- Момент дискретного времени 170
- Огибающая выходного сигнала импульсная 59
в присутствии волн, отраженных от ионосферы 57
- Определение времени прихода сигнала по его огибающей 43, 181

- Оценка времени прихода сигнала 55
 по фазе выходного сигнала в присутствии пространственной волны 57
- РНП при измерении разности фаз на частотах биений 167
- Параметры навигационные 12
- почвы электрические 210, 211
- радионавигационные 12
- Плотность спектральной недетерминированной составляющей 160
- Поверхность положения 12
- Поиск с последовательным обзором интервала по частям 138
- точный или дополнительный 139
- упрощенный 138
- Поле вблизи передатчика 221
- на границе раздела сред 252
- Помехи атмосферные 146—148
- промышленные 147
- электростатические 155
- Поправка высотная 226, 227
- Преобразователь нелинейный оптимальный 152
- Приемоиндикатор 7
- цифровой 170, 173
- Радиостанция задающая 93
- компенсационная 93
- Разность фаз принимаемого и опорного сигналов 31
- РНС дальномерные 13
- импульсно-фазовые (ИФРНС) 7
- разностно-дальномерные 13
- с коммутацией баз 94
- РНС «Лоран Б» 140
- «Лоран С» 140
- , дифференциальный вариант 142
- , применение для обеспечения высокоточной навигации 144
- обращенные 7, 10
- с одним компенсационным передатчиком на две базы 95
- с приемопередатчиками, совмещающими функции задающих и компенсационных 97, 98
- фазовые (ФРНС) 7
- Сжатие сигнала 60
- Сигнал с многофазным кодом 62
- , модулированный бинарным фазовым кодом 61
- типа «частотная ступенька» 63
- фазовокодированный 61
- ФРНС в точке приема 65
- Синтез временных последовательно... стей прямой цифровой 203
- Способ образования опорного сигнала компенсационный 92
- Способы измерения РНП 85
- Уравнение состояния объекта 196
- Фаза дополнительная 209, 262
- на большом расстоянии 215
- вблизи раздела сред 249
- для идеально проводящей земли 222
- сигнала биений в присутствии пространственной волны 58
- Фазовые радионавигационные системы
- геометрическая схема 13
- определение 7
- применение сложных сигналов 60
- синхронизация 7
- спектр сигнала 29
- Фактор геометрический 17
- Фильтрация согласованная сигнала с финитным спектром 179
- цифровая 170
- Фильтр Калмана 172, 199
- Фильтр согласованный 37, 49
- ФРНС «Лорак» 103
- «Лоран Д»
- «Лямбда» 90
- «Мини-фикс» 121
- ПФНС 90
- «Рейдист» 103
- «Си-фикс» 121
- «Торан» 103
- «Торан О» 104
- «Хай-фикс А и Б» 120
- Функция неопределенности 40
- ослабления 209, 214
- , степенные представления 219
- правдоподобия для многочастотного сигнала 54
- сигнальная 38
- , влияние среды распространения 64, 65
- Характеристики лесов электрические 227
- Цель радионавигационная 7
- Частота дискретизации 170
- цели основная 71
- Широта приведенная 13

Предисловие	3
Глава 1. Принципы построения систем определения координат фазовым методом	5
1.1. Физические принципы определения координат фазовым методом	5
1.2. Способы определения местоположения фазовым методом	7
1.2.1. Понятие радионавигационной системы (7). 1.2.2. Дальномерный способ с высокостабильными генераторами (8). 1.2.3. Дальномерный способ с переизлучением (8). 1.2.4. Разностно-дальномерный способ (9). 1.2.5. Обращенный разностно-дальномерный способ (10). 1.2.6. Дифференциальный способ (11).	
1.3. Методы вычисления координат объекта по данным радиотехнических измерений	12
1.3.1. Некоторые понятия теории навигации (12). 1.3.2. Универсальный алгоритм вычисления координат (13).	
1.4. Многозначность измерения НП фазовым методом и ее устранение	19
1.4.1. Многозначность измерения НП и методы ее устранения (19). 1.4.2. Эвристические алгоритмы устранения многозначности многошкальных измерителей (22). 1.4.3. Надежность устранения многозначности многошкальных измерителей (24). 1.4.4. Устранение многозначности при наличии избыточных навигационных данных (26). 1.4.5. Алгоритмы однозначного определения РНП (26).	
1.5. Сигналы ФРНС и точность определения времени их прихода	28
1.5.1. Основные требования к сигналам ФРНС (28). 1.5.2. Огибающая, фаза и разность фаз радиотехнических сигналов (30). 1.5.3. Оценка фазы и огибающей сигнала в присутствии флюктуационных помех (32). 1.5.4. Оценка времени прихода сигнала по характерным точкам сигнальной функции (40). 1.5.5. Измерение разности фаз (времен прихода) двух сигналов (48). 1.5.6. Однозначное измерение времени прихода многочастотного сигнала (54).	
1.6. Методы ослабления влияния ионосферы на точность оценки времени прихода сигнала	57
1.6.1. Погрешности оценки времени прихода сигналов, вызываемые пространственными волнами (57). 1.6.2. Сигналы с импульсной огибающей сигнальной функции (59). 1.6.3. Точность измерения времени прихода многочастотных сигналов в присутствии пространственных волн (64). 1.6.4. Различие сигналов нормальных волн в диапазоне СДВ (69).	
Глава 2. Системы и устройства определения координат фазовым методом	71
2.1. ФРНС с частотной селекцией сигналов и целочисленным отношением несущих частот	71
2.1.1. Общая характеристика ФРНС «Декка» (71). 2.1.2. Сигналы ФРНС «Декка» (73). 2.1.3. Фазовая синхронизация радионавигационной цепи (77). 2.1.4. Приемники ФРНС «Декка» (83). 2.1.5. Некоторые ФРНС с частотной селекцией сигналов (90).	
2.2. ФРНС с частотной селекцией сигнала и измерением фазы на частотах биений	91
2.2.1. Принцип действия ФРНС с измерением фазы на частоте биений (91). 2.2.2. Разностно-дальномерные ФРНС с передачей опорной фазы радиосигналом (93). 2.2.3. Измерение дальности способом с переизлучением (100). 2.2.4. Краткая характеристика ФРНС с измерением фазы на частотах биений (102).	
2.3. ФРНС с временной селекцией сигналов	105
2.3.1. Общая характеристика ФРНС «Омега» (105). 2.3.2. Сигналы ФРНС «Омега» (107). 2.3.3. Передающие станции (109). 2.3.4. Приемники ФРНС (110). 2.3.5. Дифференциальная «Омега» (117).	
2.4. Импульсно-фазовые РНС	121
2.4.1. Общая характеристика ИФРНС «Лоран-С» (123). 2.4.2. Сигналы, излучаемые передающими радиостанциями РНС «Лоран-С» (123). 2.4.3. Передающие станции «Лоран-С» (127). 2.4.4. Приемники ФРНС «Лоран-С» (128). 2.4.5. Поиск сигнала в приемниках «Лоран-С» (136). 2.4.6. Измерение РНП в приемниках «Лоран-С» (139). 2.4.7. Особенности применения и модификации ИФРНС «Лоран-С» (140).	
Глава 3. Измерение радионавигационных параметров в присутствии помех	143
3.1. Общая характеристика помех РНС	143
3.1.1. Виды радиопомех (143). 3.1.2. Статистические характеристики атмосферных радиопомех (144).	

3.2.	Обработка сигналов РНС в присутствии радиопомех	151
3.2.1.	Оптимизация приемного тракта по отношению к атмосферным помехам (151).	
3.2.2.	Построение приемного тракта при совместном действии помех различного вида (153).	
3.2.3.	Уменьшение влияния электростатических помех с помощью рамочной антенны (155).	
3.2.4.	Влияние способа нелинейной обработки смеси на точность оценки РНП (156).	
3.2.5.	Влияние узкополосных помех на точность оценки РНП (158).	
3.3.	Точность оценки РНП при движении в присутствии флюктуационных радиопомех	159
3.3.1.	Точность оценки РНП следящим измерителем (159).	
3.3.2.	Точность оценки РНП разомкнутым измерителем при движении (164).	
Глава 4.	Методы обработки радионавигационной информации с применением ЭВМ в цифровых приемоиндикаторах	169
4.1.	Принципы построения современных приемоиндикаторов с применением ЭВМ	169
4.1.1.	Основные тенденции в развитии современных приемоиндикаторов (169).	
4.1.2.	Оптимальный цифровой приемоиндикатор (170).	
4.2.	Алгоритмы оценки фазы и времени прихода сигнала в разомкнутых цифровых приемоиндикаторах	175
4.2.1.	Математическое описание сигналов (175).	
4.2.2.	Алгоритмы согласованной фильтрации дискретизированных сигналов (177).	
4.2.3.	Алгоритм оценки времени прихода и фазы дискретизированных сигналов (180).	
4.3.	Алгоритмы оценки навигационных данных и параметров в цифровых приемоиндикаторах на движущемся объекте	183
4.3.1.	Выходное уравнение объекта (183).	
4.3.2.	Уравнение состояния движущегося объекта (185).	
4.3.3.	Алгоритмы оценки навигационных данных в цифровых приемоиндикаторах (187).	
4.3.4.	Алгоритмы оценки РНП (191).	
4.4.	Использование радионавигационной информации в навигационном комплексе движущегося объекта	195
4.4.1.	Комплексная обработка информации (195).	
4.4.2.	Приемоиндикатор РНС как датчик навигационного комплекса (199).	
4.5.	Принципы построения приемоиндикаторов IV поколения	200
4.5.1.	Приемоиндикаторы РНС с применением микропроцессоров (200).	
4.5.2.	Архитектура приемоиндикаторов IV поколения (202).	
Глава 5.	Влияние условий распространения радиоволн на точность определения координат фазовым методом	208
5.1.	Учет влияния условий распространения радиоволн	208
5.2.	Фаза радиоволн при распространении над однородной земной поверхностью	209
5.2.1.	Поле электрической антенны над идеально проводящей плоскостью (209).	
5.2.2.	Электрические характеристики земной поверхности (210).	
5.2.3.	Дополнительная фаза поля электрического диполя над однородной земной поверхностью (214).	
5.2.4.	Зависимость дополнительной фазы от высоты (221).	
5.2.5.	Влияние растительного покрова на дополнительную фазу (226).	
5.3.	Погрешности фазового метода определения координат, вызываемые влиянием рельефа	229
5.3.1.	Учет влияния неровностей земной поверхности (229).	
5.3.2.	Влияние препятствий с пологими склонами (231).	
5.3.3.	Влияние одиночных препятствий большого размера (236).	
5.3.4.	Приближенная оценка дополнительной фазы, обусловленной неровностями рельефа для сложной поверхности (238).	
5.4.	Влияние невысоких случайно расположенных неровностей на фазу	240
5.5.	Дополнительная фаза при распространении над электрически неоднородной поверхностью	243
5.5.1.	Основные результаты расчета дополнительной фазы для электрически неоднородных трасс (243).	
5.5.2.	Эмпирический метод расчета дополнительной фазы для кусочно-однородных трасс (246).	
5.5.3.	Дополнительная фаза вблизи границы раздела сред (247).	
5.6.	Методы автоматической компенсации дополнительной фазы в приемоиндикаторах	252
5.6.1.	Вычисление поправок с использованием заранее подготовленных данных (252).	
5.6.2.	Вычисление поправок с использованием данных, содержащихся в сигнале (255).	
5.7.	Прогнозирование дополнительной фазы в диапазоне СДВ	256
5.7.1.	Значение СДВ диапазона для радионавигации (256).	
5.7.2.	Поле сигнала в СДВ диапазоне (257).	
5.7.3.	Условия одностороннего распространения (258).	
5.7.4.	Вычисление дополнительной фазы первой моды (261).	
5.7.5.	Точность прогнозирования дополнительной фазы (265).	
5.7.6.	Алгоритм прогнозирования дополнительной фазы (267).	
Список литературы	270	
		279

Кинкулькин И. Е. и др.

**К 41 Фазовый метод определения координат/
И. Е. Кинкулькин, В. Д. Рубцов, М. А. Фабрик;
Под ред. И. Е. Кинкулькина.—М.: Сов. радио,
1979.—280 с. с ил.**

В пер. 1 р. 20 к.

В книге на основе излагаемой теории измерения времени прихода сигналов с учетом их фазовой структуры дан анализ систем определения координат фазовым методом. Изложены принципы определения параметров сигналов в присутствии радиопомех в приемнике на движущемся объекте, даны оптимальные алгоритмы вычисления его координат. Для наиболее важных случаев проводится синтез и анализ цифровых приемников. Рассматривается влияние условий распространения радиоволн на точность, приводятся алгоритмы для его учета.

Книга представляет интерес для специалистов, связанных с проектированием, производством и эксплуатацией радионавигационных средств, а также для научных работников, преподавателей вузов, аспирантов и студентов.

Ж 30402-002
046(01)-79 12-78 3606040000

ББК 32.95

6Ф2.4

ИБ № 213

**Исаак Ефимович Кинкулькин
Виталий Дмитриевич Рубцов
Марк Абрамович Фабрик**
**ФАЗОВЫЙ МЕТОД
ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ**

Под редакцией *И. Е. Кинкулькина*

Редактор *М. С. Гордон*
Художественный редактор *А. Н. Алтуни*
Обложка художника *В. Л. Николаева*
Технический редактор *А. А. Белоус*
Корректор *Л. А. Максимова*

Сдано в набор 07.04.78 Подписано в печать 11.12.78 Т-21836
Формат 60×90^{1/16} Бумага типографская № 2 Гарнитура литературная
Печать высокая Объем 17,5 усл. п. л. 18,695 уч.-изд. л.
Тираж 4500 экз. Зак. 750 Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
Государственного комитета СССР

по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.