

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Санкт-Петербургский
государственный университет аэрокосмического приборостроения

А. А. Монаков

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ
ОСНОВЫ РАДИОНАВИГАЦИИ
Учебное пособие

Санкт-Петербург
2002

УДК 621.396.98(075)

ББК 32.95

М77

Монаков А. А.

М77 Теоретические основы радионавигации: Учеб. пособие/СПбГУАП. СПб., 2002. 70 с.: ил.

В пособии излагаются теоретические основы и физические принципы радионавигационных измерений, методы оценки радионавигационных параметров, анализ точности определения местоположения летательных аппаратов в навигационном пространстве.

Учебное пособие предназначено для студентов дневной, вечерней и заочной форм обучения по специальностям 2007 “Радиотехника” и 2013 “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования”.

Рецензенты:

кафедра радиоэлектронных средств разведки и артиллерии
Михайловского артиллерийского университета;
доктор технических наук профессор *П. В. Олянюк*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

© СПбГУАП, 2002

© А. А. Монаков, 2002

Введение

С древнейших времен человек задавал себе два вопроса: “Где я нахожусь?” и “Как мне дойти до...?”. В поисках ответа на эти вопросы возникла навигация – одна из древнейших наук, вобравшая в себя опыт многих поколений по ориентации человека на Земле. *Навигация* – наука о способах выбора пути и методах вождения судов, летательных аппаратов, космических аппаратов и иных средств передвижения.* Основной задачей навигации является нахождение оптимального маршрута (траектории) движения и определение местоположения объекта навигации (средства передвижения). При этом оптимальность маршрута понимается как требование обеспечения максимальной безопасности и экономичности вывода объекта в заданную точку пространства в определенный момент времени с установленной точностью.

Для достижения поставленной задачи в радионавигации используются различные методы получения информации. Наиболее древний метод – это навигация по звездам, или астронавигация. Помимо астрономических существуют аэрометрические, магнитные, инерциальные и радиотехнические методы навигации. Последние являются наиболее современными и перспективными для решения навигационных задач в авиации. Именно эти методы и их использование в авиации рассмотрены в пособии.

Радионавигация – это раздел радиотехники, охватывающий применение радиотехнических методов и средств для вождения судов, самолетов и других движущихся объектов. Основной задачей радионавигации является определение местоположения объекта и оптимальной траектории его движения. Под *местоположением* (МП) объекта понимается точка пространства, в которой в данный момент времени находится центр его масс. Поскольку основное внимание в настоящем пособии будет уделено авиационной радионавигации, то объектом в нашем случае будет летательный аппарат (ЛА). Скалярные величины, характеризующие пространственное местоположение и вектор скорости ЛА, называются *навигационными элементами движения*. Измерение навигационных элементов (пространственных координат и их производных

*Советский энциклопедический словарь/ Гл. ред. А. М. Прохоров. 4-е изд. М.: Сов. энциклопедия, 1986. С. 1094.

по времени) является главной задачей, стоящей перед радионавигационными системами и устройствами.

Для измерения навигационных элементов движения в радионавигации используются радионавигационные системы. *Радионавигационными системами* (РНС) называются комплексы радиотехнических средств извлечения информации, в которых местоположение объекта определяется на основе излучения, приема и обработки радиосигналов. Радионавигационные системы являются наиболее универсальными источниками информации о текущих координатах и скорости ЛА. Они позволяют обеспечить высокую надежность и точность самолетовождения в различных метеоусловиях, в любое время суток и года, в любой точке земного шара.

Настоящее учебное пособие посвящено рассмотрению теоретических положений, составляющих основу работы авиационных РНС. Главное внимание уделяется физическим принципам работы радионавигационного оборудования и анализу методов измерения навигационных элементов движения ЛА радиотехническими средствами.

1. ЭЛЕМЕНТЫ ОБЩЕЙ ТЕОРИИ И ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОНАВИГАЦИИ

1.1. Системы координат, используемые в радионавигации

В зависимости от маршрута движения ЛА в навигации для определения МП выбирают либо глобальные системы координат, либо местные (локальные).

Глобальные системы координат позволяют определить МП объекта тремя координатами, жестко связанными с Землей. Наибольшее распространение получили географическая, геоцентрическая и ортодромическая глобальные системы (рис. 1.1).

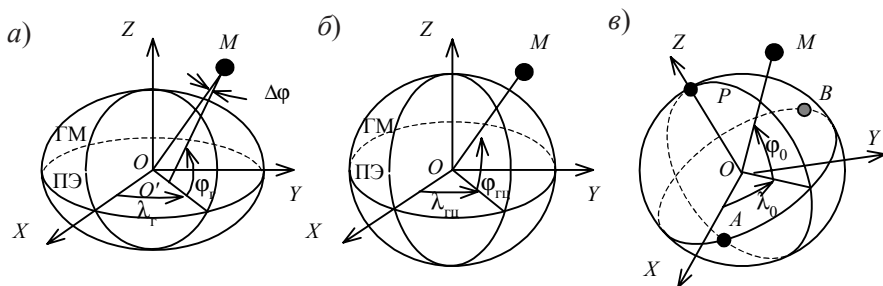


Рис. 1.1

В географической системе координат (рис. 1, а) Земля представляется эллипсоидом вращения, большая ось которого $b = 6378,245$ км и малая $a = 6556,863$ км. Этот эллипсоид называется *референц-эллипсоидом*. МП объекта характеризуется тремя величинами: географической долготой λ_{Γ} , географической широтой φ_{Γ} и высотой над поверхностью H . Географическая долгота λ_{Γ} отсчитывается от Гринвичского меридиана ГМ. Широта φ_{Γ} соответствует углу между плоскостью экватора ПЭ и прямой $O'M$, проходящей через точку M , где находится ЛА, и перпендикулярной поверхности референц-эллипсоида. Высота H есть расстояние от точки M до поверхности референц-эллипсоида. В силу того, что прямые OM и $O'M$ не совпадают, угол $\Delta\varphi$ между ними не равен нулю.

В геоцентрической системе координат (рис. 1, б) Земля представляется шаром радиуса $R = 6371,032$ км. МП ЛА в данной системе характеризуется геоцентрической долготой $\lambda_{\Gamma Ц}$, геоцентрической широтой $\varphi_{\Gamma Ц}$ и высотой над поверхностью H . Очевидно, что $\lambda_{\Gamma Ц} = \lambda_{\Gamma}$ и $\varphi_{\Gamma Ц} = \varphi_{\Gamma} - \Delta\varphi$.

В *ортодромической системе координат* Земля также принимается за шар. Базовым понятием для данной системы является *ортодромия* – линия кратчайшего расстояния между двумя точками на поверхности шара. Ортодромия совпадает с дугой большого круга земного шара, проходящей через две заданные точки. Данная система координат удобна при решении следующей задачи. Пусть необходимо, чтобы ЛА проследовал из точки A в точку B по кратчайшему пути (рис. 1, в). В этом случае за экваториальную плоскость принимают плоскость большого круга, проходящую через точки A и B . След этого круга на поверхности земного шара называется *главной ортодромией*. МП ЛА на маршруте при этом будет оцениваться ортодромическими долготой λ_0 и широтой φ_0 . Ортодромическая долгота λ_0 – это угол, отсчитываемый вдоль главной ортодромии от начального пункта A . Ортодромическая широта φ_0 – это угол, отсчитываемый от плоскости главной ортодромии. Положение ортодромической системы координат относительно земного шара характеризуется географическими координатами точки A и положением полюса P – точки пересечения поверхности земного шара и перпендикуляра к плоскости главной ортодромии, восстановленного из начала координат O .

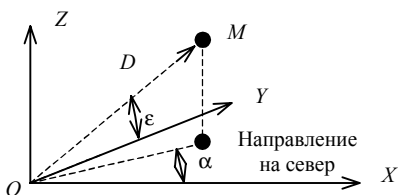


Рис. 1.2

(рис. 1.2). Одна из осей координат совмещается с направлением на север. Положение ЛА характеризуется азимутом α , углом возвышения ϵ (или высотой H) и дальностью D .

Местные системы координат применяются в радионавигации при определении МП объекта, когда измеряемые расстояния значительно меньше радиуса поверхности земного шара и не превышают нескольких сотен километров. Поверхность Земли при этом считается плоской и принимается за базовую плоскость отсчета

1.2. Методы определения МП объектов

В радионавигации различают три метода определения МП: метод счисления пути, позиционный метод и обзорно-сравнительный метод.

Метод счисления пути. Данный метод основан на измерении полного вектора скорости ЛА \mathbf{V} относительно поверхности Земли. Если в начальный момент времени t_0 объект находился в точке пространства с радиус-

вектором \mathbf{r}_0 относительно некоторой системы координат, то в момент времени t его текущее положение будет соответствовать радиус-вектору

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{r}_0(t) + \int_{t_0}^t \mathbf{V}(t) dt. \quad (1.1)$$

В качестве измерителя $\mathbf{V}(t)$ может использоваться *инерциальный измеритель скорости* (ИИС) или многолучевой *доплеровский измеритель скорости и угла сноса* (ДИСС). Последний является радиотехническим устройством, реализующим определение трех проекций вектора скорости ЛА путем измерения доплеровского смещения частоты принимаемых на борту ЛА радиосигналов, отраженных от земной поверхности. Эти измерители устанавливаются на борту ЛА и являются автономными, т. е. не нуждающимися в данных, получаемых от наземных служб.

Достоинством рассматриваемого метода является его простота: для определения МП по данным от ИИС или ДИСС необходимо организовать простое интегрирование по времени трех составляющих вектора скорости. Недостатком метода является накопление ошибок измерителя. С целью коррекции результатов измерения на борту периодически проводят сброс (обнуление) сигналов интеграторов составляющих скорости в момент пролета ЛА точек маршрута с известными координатами.

Позиционный метод. Данный метод основан на измерении пространственных координат радионавигационных точек с борта ЛА. *Радионавигационная точка* (РНТ) – это пункт с известными координатами, где размещена аппаратура, способная излучать или принимать сигналы, по которым возможно определение МП объекта. Очевидно, что для определения МП необходимо измерить с борта ЛА по крайней мере координаты трех РНТ. Большинство РНС реализует позиционный метод. Достоинством метода является его высокая точность и возможность определения МП без знания пройденного пути. Недостатками метода являются: необходимость оснащения РНТ специальным радиотехническим оборудованием; возможность определения МП ЛА только в зоне действия РНТ; сильное влияние на точность внешних и внутренних шумов и переотраженных сигналов.

Обзорно-сравнительный метод. При использовании этого метода результаты измерений каких-либо характеристик местности (высоты полета, радиояростной карты отражений и т. п.) сравниваются с данными, хранимыми в памяти бортовой ЭВМ. Движение ЛА осуществ-

ляется таким образом, чтобы наблюдалась максимальная корреляция измеренных и хранимых данных. Достоинствами метода являются: отсутствие необходимости во внешних по отношению к ЛА радионавигационных средствах; ослабление влияния помех, которое объясняется осуществлением оптимальной корреляционной обработки сигналов; отсутствие накопления ошибок. Недостатками метода являются необходимость хранения большого количества информации и значительная вычислительная сложность алгоритмов обработки сигналов.

1.3. Физические принципы радионавигации

Радионавигационные системы принадлежат к классу радиотехнических систем извлечения информации, в которых сведения об объектах получаются из принимаемых радиосигналов. В основу работы РНС положены три физических принципа, объективное существование которых делает возможным использование радиосигналов в навигационных задачах.

1. Скорость распространения радиоволн в условия однородной и изотропной среды является постоянной.

2. Распространение радиоволн в произвольной среде, геометрические размеры неоднородностей которой значительно превосходят длину волны, происходит вдоль траекторий, соответствующих экстремуму длины оптического пути распространения.

3. Радиоволны претерпевают рассеяние на любой неоднородности, встречающейся на пути их распространения.

Рассмотрим вкратце каждый из этих принципов.

Согласно данным современной науки, *скорость распространения радиоволн* в однородной и изотропной среде с показателем преломления n равна

$$V = \frac{c}{n}, \quad (1.2)$$

где $c = 299796459,2 \pm 1,1$ м/с – скорость света в вакууме.

Для практических расчетов с достаточной степенью точности можно считать $c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Постоянство скорости распространения радиоволн делает возможным в радионавигации определение расстояний между ЛА и РНТ на основании измерения интервала времени, в течение которого радиосигнал проходит путь между ними. Важно отметить, что постоянство V достигается лишь в идеальных условиях отсутствия временных (свойство однородности) и пространственных (свойство изотропности)

изменений параметров среды распространения. В действительности показатель преломления n для природных сред (атмосфера, поверхность Земли), играющих первостепенную роль при распространении радионавигационных сигналов, является сложной функцией времени и пространственных координат. При этом возникают явления, которые имеют значительное влияние на работу РНС.

Второй принцип носит в электродинамике название *принципа Ферма*. Согласно этому принципу, радиоволна в среде с показателем преломления $n=n(x,y,z)$ будет распространяться между точками A и B вдоль траектории, которая соответствует экстремальному (максимальному или минимальному) значению оптического пути

$$L = \int_A^B n ds, \quad (1.3)$$

где $s = s(x, y, z)$ – кривая, соединяющая точки A и B .

В однородной и изотропной среде в соответствии с принципом Ферма радиоволна распространяется прямолинейно вдоль луча, соединяющего точки A и B . Если в точке A расположен передатчик, а точка B соответствует МП ЛА, то прямолинейный характер распространения дает возможность определить на борту ЛА направление на источник излучения. Этим, однако, не ограничивается важность рассматриваемого принципа. Принцип Ферма позволяет установить характер распространения радиоволн в неоднородных средах (например, в ионосфере), определить законы отражения и преломления радиоволн.

Третий из вышеперечисленных принципов является основополагающим для радиолокации. Однако он не теряет своего значения и для радионавигации. В соответствии с этим принципом любая область пространства, в которой нарушается однородность и изотропность среды распространения, служит источником вторичных рассеянных радиоволн. Важность этого принципа состоит, прежде всего, в том, что часто получающиеся в результате рассеяния на неоднородностях среды радиоволны создают дополнительные помехи и снижают качество работы радионавигационного оборудования. Однако явление вторичного рассеяния играет не только негативную роль при работе РНС. Существование рассеянных волн при облучении поверхности Земли позволяет получать информацию о движении ЛА по маршруту в некоторых автономных РНС (например, в ДИСС).

2. ВЛИЯНИЕ ОКОЛОЗЕМНОГО ПРОСТРАНСТВА НА РАБОТУ РНС

2.1. Дальность действия РНС

Пусть передатчик РНТ излучает радиосигнал, мощность которого $P_{\text{прд}}$. В точке расположения антенны приемника РНС плотность потока мощности

$$\Pi = \frac{P_{\text{прд}}}{4\pi R^2} G_{\text{прд}} f_{\text{прд}}^2(\alpha, \varepsilon) \xi^2, \quad (2.1)$$

где R – расстояние между РНТ и ЛА; $G_{\text{прд}}$ – коэффициент усиления (КУ) антенны передатчика; $f_{\text{прд}}(\alpha, \varepsilon)$ – значение диаграммы направленности (ДН) антенны передатчика в направлении ЛА; ξ – коэффициент потерь по полю, характеризующий условия распространения радиоволн между корреспондирующими пунктами. Если эффективная площадь апертуры антенны приемника равна $S_{\text{прм}}$, то мощность принятого на борту ЛА сигнала можно записать в виде

$$P_{\text{прм}} = S_{\text{прм}} \Pi = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{прм}} f_{\text{прм}}^2(\alpha, \varepsilon) \Pi, \quad (2.2)$$

где $G_{\text{прм}}$ и $f_{\text{прм}}(\alpha, \varepsilon)$ – КУ и ДН антенны приемника; λ – длина волны. Окончательно мощность принятого сигнала

$$P_{\text{прм}} = \xi^2 \frac{P_{\text{прд}} \lambda^2}{(4\pi R)^2} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} f_{\text{прд}}^2(\alpha, \varepsilon) f_{\text{прм}}^2(\alpha, \varepsilon). \quad (2.3)$$

Для работы РНС с заданными параметрами качества необходимо, чтобы мощность принятого сигнала была больше некоторого порогового уровня. Следовательно, *максимальная дальность действия РНС* D_{max} может быть найдена из уравнения

$$\xi^{-1} D_{\text{max}} = \frac{\lambda f_{\text{прд}} f_{\text{прм}}}{4\pi} \sqrt{G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \frac{P_{\text{прд}}}{P_{\text{min}}}}. \quad (2.4)$$

При условии однородности и изотропности пространства $\xi = 1$ и

$$D_{\text{max}} = \frac{\lambda f_{\text{прд}} f_{\text{прм}}}{4\pi} \sqrt{G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \frac{P_{\text{прд}}}{P_{\text{min}}}}. \quad (2.5)$$

В общем случае коэффициент потерь ξ может зависеть от D_{\max} , поэтому (2.4) представляет собой нелинейное уравнение относительно максимальной дальности. Зависимость ξ от D_{\max} объясняется чрезвычайно сложным характером распространения радиоволн в радионавигационном канале вследствие неоднородности и неизотропности околоземного пространства.

2.2. Особенности распространения радиоволн в навигационном пространстве

Даже краткий анализ физических принципов радионавигации свидетельствует об огромном значении, которое имеют закономерности распространения радиоволн. В процессе передачи информации в радионавигационных системах радиоволны, служащие носителями информации, распространяются в навигационном пространстве, которое включает в себя поверхность земного шара и атмосферу. Ни одна из этих сред не может считаться однородной и изотропной. Поэтому распространение радиоволн в навигационном пространстве приобретает чрезвычайно сложный характер, учитывать который необходимо при создании и эксплуатации РНС. Рассмотрим наиболее существенные особенности распространения радиоволн.

Влияние поверхности Земли

Допустим, что корреспондирующие пункты находятся в зоне прямой видимости и среда распространения (воздух) однородна на протяжении всей трассы. Геометрия трассы представлена на рис. 2.1. При абсолютно ровной поверхности отражение радиоволн будет носить зеркальный характер. В соответствии с принципом Ферма поле в точке приема, расположенной на высоте H над поверхностью, можно представить как результат интерференции двух радиоволн:

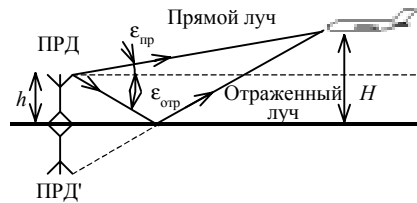


Рис. 2.1

- 1) *прямой волны* $e_{\text{пр}}$, проходящей от передатчика ПРД, высота антенны которого h , к приемнику на борту ЛА;
- 2) *отраженной волны* $e_{\text{отр}}$, которую можно рассматривать, как волну, приходящую в точку приема из точки зеркального изображения фазового центра антенны передатчика ПРД.

Напряженность электрического поля в точке приема можно записать в виде

$$e_{\Sigma} = e_{\text{пр}} + e_{\text{отр}} = e_{\text{изл}} \frac{e^{-ikR_1}}{\sqrt{4\pi R_1}} f_1 + \dot{\rho} e_{\text{изл}} \frac{e^{-ikR_2}}{\sqrt{4\pi R_2}} f_2, \quad (2.6)$$

где $e_{\text{изл}}$ – излученный сигнал; $\dot{\rho}$ – коэффициент отражения Френеля; $R_{1,2} = \sqrt{D^2 + (H \mp h)^2}$ – длины оптических путей прямой и отраженной волн; D – горизонтальное расстояние между ПРД и ЛА; $f_1 = \sqrt{G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}} \times f_{\text{прд}}(\epsilon_{\text{пр}}) f_{\text{прм}}(\epsilon_{\text{пр}})$ и $f_2 = \sqrt{G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}} f_{\text{прд}}(\epsilon_{\text{отр}}) f_{\text{прм}}(\epsilon_{\text{отр}})$ – множители, учитывающие направленные свойства антенн передатчика и приемника; $G_{\text{прд}}$ и $G_{\text{прм}}$ – КУ антенн; $f_{\text{прд}}(\epsilon)$ и $f_{\text{прм}}(\epsilon)$ – ДН антенн в вертикальной плоскости.

Тогда амплитуда волны в точке приема может быть представлена как

$$E_{\Sigma} = |e_{\Sigma}| = E_{\text{пр}} \left| 1 + \dot{\rho} \frac{R_1}{R_2} \frac{f_2}{f_1} e^{-ik(R_1 - R_2)} \right|, \quad (2.7)$$

где $E_{\text{пр}} = |f_1 e_{\text{изл}}| / (\sqrt{4\pi R_1})$ – амплитуда прямой волны.

Следовательно, влияние поверхности учитывается в (2.7) множителем

$$F = \left| 1 + \dot{\rho} \frac{R_1}{R_2} \frac{f_2}{f_1} e^{-ik(R_1 - R_2)} \right|, \quad (2.8)$$

который называется *множителем Френеля*. Если высоты антенн малы, то несложно показать, что справедливо следующее приближенное равенство

$$R_{1,2} \approx D + \frac{(H \mp h)^2}{2D},$$

которое позволяет переписать (2.8) в виде

$$F = \sqrt{1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \psi}, \quad (2.9)$$

где $\gamma = \rho |f_2/f_1|$, $\psi = \varphi - 2kHh/D$, $\rho = |\dot{\rho}|$ и $\varphi = \arg(\dot{\rho})$.

Таким образом, при изменении высоты точки приема фаза ψ может принимать любые значения в интервале $[-\pi, \pi]$. Поэтому значение множителя Френеля будет также изменяться. Это приводит к тому, что амплитуда принимаемого сигнала зависит от высот H и h . На высотах, где прямая и отраженная волны противофазны, наблюдаются замирания принимаемого сигнала. Там же, где эти волны складываются в фазе, сигнал, наоборот, увеличивается. Это позволяет говорить об искажениях ДН приемной антенны из-за влияния переотражений от Земли. В искаженной ДН появляются дополнительные максимумы и провалы. Результирующая ДН приобретает многолепестковый характер. Амплитуда лепестков и глубина провалов между ними будет тем больше, чем ближе значение γ к единице. Положение дополнительных лепестков и провалов результирующей ДН будет определяться также физическими свойствами поверхности и рабочей поляризацией антенн, поскольку в выражение для ψ входит фаза коэффициента отражения ϕ . Если отражающую поверхность можно считать проводящей (высокая водность и малая частота используемых радиоволн), то при горизонтальной поляризации во всем диапазоне изменения углов падения радиоволн на поверхность $\phi \approx \pi$. Поэтому в направлении на передатчик будет наблюдаться минимум принимаемого сигнала. Результирующая ДН приподнимается над поверхностью. При вертикальной поляризации изменение ϕ от угла падения носит более сложный характер: при углах падения, меньших угла полного преломления (*угла Брюстера*), $\phi \approx 0$. В противном случае $\phi \approx \pi$.

Рассмотренный пример соответствует идеально плоской поверхности Земли. Реальная поверхность отличается от плоскости по двум причинам:

Земля имеет сферическую форму;
поверхность Земли является случайной шероховатой.

Кривизна поверхности Земли приводит к тому, что для любых радиотехнических систем существует предельная дальность действия $D_{п.в.}$, которая называется *дальностью прямой видимости*. Ограничение дальности действия величиной $D_{п.в.}$ особенно проявляется для коротковолновых систем, поскольку в этом диапазоне радиоволны распространяются прямолинейно, и дифракционные явления (затекание радиоволн в область тени)

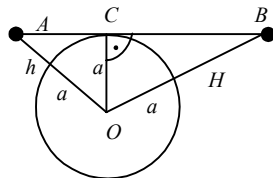


Рис. 2.2

малы. Определим дальность $D_{п.в}$. Пусть корреспондирующие пункты A и B (рис. 2.2) находятся на высотах h и H соответственно над поверхностью Земли. Из рисунка следует

$$D_{п.в} = AB = AC + CB = \sqrt{(a+h)^2 - a^2} + \sqrt{(a+H)^2 - a^2},$$

где a – радиус Земли.

Последнюю формулу можно упростить, если считать, что $h, H \ll a$. В этом случае

$$D_{п.в} \approx \sqrt{2a} (\sqrt{h} + \sqrt{H}) = 3,57 (\sqrt{h} + \sqrt{H}). \quad (2.10)$$

В формуле (2.10) высоты должны быть выражены в метрах, а $D_{п.в}$ получается в километрах.

Вследствие дифракции радиоволн на поверхности земного шара $D_{п.в}$ будет несколько больше, чем значение, полученное в соответствии с (2.10). Однако заметная разница между действительным и вычисленным значениями будет наблюдаться лишь для радиоволн с длиной $\lambda > 10$ м.

Рассмотрим теперь влияние шероховатости поверхности. При наличии неровностей на поверхности представление суммарного поля как результата интерференции двух радиоволн – прямой и отраженной – становится в общем случае неверным. Отражение от случайной шероховатой поверхности приобретает многолучевой (диффузный) характер, для которого возможно только статистическое описание. Физически механизм образования сигнала в точке приема может быть представлен как результат сложения большого количества радиоволн, отраженных от небольших плоских участков поверхности, которые получили название *фацетов*. Фацеты представляют собой небольшие зеркала, случайно расположенные на поверхности. Видеть фацеты можно, наблюдая отражение солнечных лучей на водной поверхности. Если при абсолютно спокойной поверхности наблюдатель видит только одно изображение солнца, то на взволнованной появляются блики, которые по мере увеличения шероховатости поверхности сливаются в мерцающую световую дорожку. Каждый блик на поверхности представляет собой отражение от небольшого зеркала – фацета.

Отражение радиоволн от одной и той же шероховатой поверхности в зависимости от условий наблюдения и соотношения длины волны и геометрических высот шероховатости может носить как зеркальный, так и диффузный характер. Для того чтобы определить характер отражения

радиоволн от шероховатой поверхности, рассмотрим падение плоской волны на поверхность с одиночной шероховатостью, высота которой равна h (рис. 2.3). В отсутствие неровности оптическая длина пути радиоволн, распространяющихся вдоль лучей 1 и 2, одинакова. Поэтому фазовый фронт суммарной отраженной волны будет плоским. В случае наличия шероховатости волна, распространяющаяся вдоль луча 1, отразится от поверхности раньше, чем волна, идущая вдоль луча 2. Вследствие этого между волнами возникает разность фаз $\Delta\varphi$, и фазовый фронт суммарной отраженной волны искажается. Этими искажениями можно пренебречь, если $\Delta\varphi < \pi/4$. Разность фаз $\Delta\varphi$ несложно определить из треугольников MOO' и NOO' . Волна, распространяющаяся вдоль луча 2, проходит больший на $(MO+ON)$ путь, чем волна вдоль луча 1. Поэтому $\Delta\varphi = k(MO+ON) = 2kh\cos\theta$ (k – волновое число, θ – угол падения), и критерием гладкости поверхности, с точки зрения отражения радиоволн, будет следующее условие:

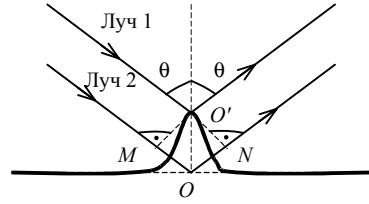


Рис. 2.3

$$h \leq \frac{\pi}{8k \cos\theta} = \frac{\lambda}{16 \cos\theta}, \quad (2.11)$$

которое носит название *критерия Релея*. Таким образом, даже при малых длинах волн λ и больших высотах шероховатостей h можно считать поверхность гладкой, а отражение от нее – зеркальным, если $\cos\theta$ мал, т. е. в ситуациях, когда волна падает почти параллельно поверхности.

При нарушении условия (2.11) рассеяние от шероховатой поверхности будет диффузным. В этом случае отражение принято характеризовать мощностью когерентной и некогерентной компонент рассеянного сигнала. *Когерентная компонента отраженного сигнала* равна математическому ожиданию рассеянного поверхностью сигнала в точке наблюдения – $e_k = E\{e_{\text{рас}}\}$, где $E\{\cdot\}$ – оператор статистического усреднения по ансамблю реализаций случайной шероховатой поверхности; $e_{\text{рас}}$ – рассеянный сигнал в точке наблюдения. *Некогерентная компонента отраженного сигнала* $e_{\text{нк}} = e_{\text{рас}} - e_k$ и является случайным процессом с нулевым математическим ожиданием. Она соответствует чисто случайной составляющей в составе $e_{\text{рас}}$.

Средняя мощность сигнала $e_{\text{рас}}$ перераспределяется между когерентной и некогерентной компонентами в зависимости от шероховатости поверхности: чем больше шероховатость, тем меньше мощность когерентной $P_{\text{к}}$ и больше мощность некогерентной $P_{\text{нк}}$ компоненты. Обычно шероховатость поверхности характеризуют коэффициентом шероховатости

$$p = 2ks \cos \theta, \quad (2.12)$$

где k – волновое число; s – среднеквадратическая высота неровностей; θ – угол падения.

Мощность когерентной компоненты связана с коэффициентом шероховатости следующим соотношением:

$$P_{\text{к}} = P_0 e^{-p^2}, \quad (2.13)$$

где P_0 – мощность рассеянного сигнала при абсолютно ровной поверхности.

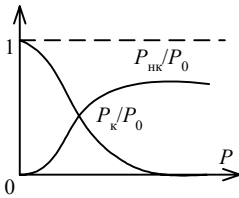


Рис. 2.4

На рис. 2.4 представлен вид зависимости $P_{\text{к}}/P_0$ от p . Здесь же приведен примерный вид зависимости нормированной мощности некогерентной компоненты $P_{\text{нк}}/P_0$. Отметим, что при увеличении p мощность некогерентной компоненты $P_{\text{нк}}$ стремится к величине меньшей, чем P_0 . Это объясняется поглощением части мощности падающей волны в результате многократных переотражений от неровностей поверхности.

Влияние атмосферы Земли

Атмосферу Земли в зависимости от высоты h над поверхностью принято делить на три слоя: тропосферу ($0 \leq h \leq 10\text{--}12$ км), стратосферу ($10\text{--}12 \text{ км} \leq h \leq 60\text{--}80$ км) и ионосферу ($h > 60\text{--}80$ км). Деление атмосферы на слои объясняется существенным различием их физических свойств. Это различие обусловлено:

- разницей в плотности воздуха;
- механизмом нагрева слоя;
- степенью ионизированности воздуха;
- наличием паров воды.

С высотой плотность воздуха уменьшается. Поэтому максимальная плотность воздуха наблюдается в тропосфере. Тропосферный воздух нагревается в основном за счет исходящего от поверхности Земли теп-

ла, источником которого является поглощение поверхностью инфракрасного излучения Солнца. Нагрев стратосферы и ионосферы происходит за счет прямого поглощения энергии солнечной радиации. Тропосфера и стратосфера практически не содержат в своем составе свободных ионов, в то время как в ионосфере они существуют. Пары воды присутствуют практически только в тропосфере.

Благодаря тому, что тропосфера и стратосфера не ионизированы, распространение радиоволн в этих слоях подчиняется одинаковым законам. Однако явления в тропосфере выражены значительно отчетливее, поскольку плотность воздуха здесь много больше, а аэрологические и метеорологические процессы интенсивнее, чем в стратосфере.

Особенности распространения радиоволн в тропосфере сводятся к следующим явлениям:

рефракция радиоволн;

рассеяние и поглощение радиоволн неоднородностями тропосферы.

Рефракцией называется явление отклонения направления распространения радиоволн от прямолинейного. Первопричиной рефракции является изменение температуры, давления и влажности с высотой. Вследствие этого показатель преломления тропосферы n зависит от высоты h . Эта зависимость может носить различный характер. Возможны следующие варианты зависимости $n=n(h)$ (рис. 2.5):

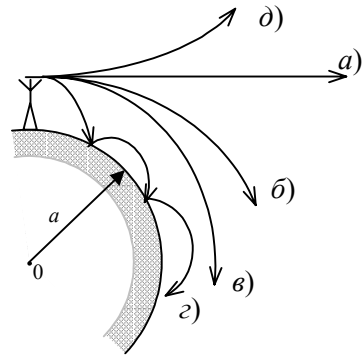


Рис. 2.5

a) n не меняется с высотой ($\frac{\partial n}{\partial h} = 0$) – рефракция отсутствует; лучи, вдоль которых распространяется волна, – прямые линии;

б) n уменьшается с высотой ($\frac{\partial n}{\partial h} < 0$) – этот случай соответствует так называемой *нормальной рефракции*; лучи являются кривыми линиями с положительным радиусом кривизны

$$\rho = -\left(\frac{\partial n}{\partial h}\right)^{-1} > a, \quad (2.14)$$

величина которого больше радиуса Земли a ;

в) $\rho = a$ – случай *критической рефракции*; лучи параллельны поверхности Земли.

з) $\rho < a$ – случай *сверхрефракции*. У поверхности Земли образуется атмосферный волновод. Вследствие отражения радиоволн от верхней границы волновода и поверхности Земли волны могут распространяться на большие расстояния. Возникновение атмосферных волноводов возможно лишь при инверсии температуры и влажности (температура у поверхности ниже, а влажность больше). Максимальная длина волны, для которой существует волновод высотой z_0 , может быть определена из соотношения

$$\lambda_{\max}, \text{ см} = 250 \sqrt{z_0^3 |a^{-1} - \rho^{-1}|},$$

где z_0 , ρ и a выражаются в метрах;

д) n возрастает с высотой ($\frac{dn}{dh} > 0$) – этот случай соответствует *субрефракции*, когда радиус кривизны луча отрицателен, и лучи отклоняются вверх от поверхности Земли. Субрефракция наблюдается в дни, когда температура воздуха у поверхности значительно выше, а влажность – меньше, чем над поверхностью.

Очевидно, что явление рефракции радиоволн должно оказывать существенное влияние на дальность действия РНС, и, следовательно, соотношение (2.10) $D_{\text{п.в}}$ нуждается в коррекции. Определим для $D_{\text{п.в}}$ с учетом рефракции. Ограничимся при этом наиболее типичным для практики случаем нормальной рефракции.

Пусть O' и O – центры земного шара и окружности с радиусом $\rho > a$, вдоль которой распространяется радиоволна (рис. 2.6). Найдем угол φ_A , под которым видна точка A , удаленная от поверхности Земли на расстояние h , из точки O . Из треугольника $OO'A$, по теореме косинусов:

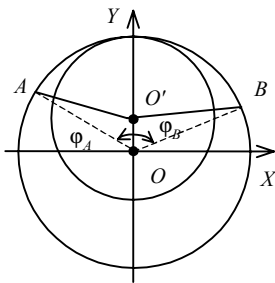


Рис. 2.6

$$\cos \varphi_A = \frac{AO^2 + O'O^2 - O'A^2}{2 AO O'O} = \frac{\rho^2 + (\rho - a)^2 - (a + h)^2}{2\rho(\rho - a)} \approx 1 - \frac{ah}{\rho(\rho - a)}.$$

Тогда, учитывая, что $h \ll a$, получим

$$\varphi_A \approx 2 \sin \frac{\varphi_A}{2} = 2 \sqrt{\frac{1 - \cos \varphi_A}{2}} = \sqrt{\frac{2ah}{\rho(\rho - a)}}.$$

Аналогично для точки B , высота которой над поверхностью равна H :

$$\varphi_B \approx \sqrt{\frac{2aH}{\rho(\rho - a)}}.$$

Если точки A и B соответствуют расположению корреспондирующих пунктов, для дальности прямой видимости $D_{п.в}$ получим

$$D_{п.в} = \rho(\varphi_A + \varphi_B) \approx \sqrt{\frac{2a\rho}{(\rho - a)}} (\sqrt{h} + \sqrt{H}). \quad (2.15)$$

Сравнивая (2.10) и (2.15), последнее выражение можно переписать в аналогичном формуле (2.10) виде

$$D_{п.в} = \sqrt{2a_{\text{эКВ}}} (\sqrt{h} + \sqrt{H}), \quad (2.16)$$

где введена величина

$$a_{\text{эКВ}} = \frac{a\rho}{\rho - a} = \frac{a}{1 - a \left| \frac{\partial n}{\partial h} \right|}, \quad (2.17)$$

которая называется *эквивалентным радиусом Земли*. Введение эквивалентного радиуса позволяет не рассматривать при анализе дальности действия радиотехнических систем рефракционных явлений, считая, что волны распространяются прямолинейно над поверхностью Земли, радиус которой равен $a_{\text{эКВ}}$.

Для расчетов дальности распространения радиоволн в навигации используется понятие *стандартной атмосферы*. Стандартным называют такое состояние атмосферы, когда $\frac{\partial n}{\partial h} = -4 \cdot 10^{-8}$, м^{-1} . При этом $\rho = 25 \cdot 10^6$ м, $a_{\text{эКВ}} = 8500$ км, и (2.16) можно переписать в виде

$$D_{п.в} = 4,12 (\sqrt{h} + \sqrt{H}), \quad (2.18)$$

где высоты должны быть выражены в метрах, а $D_{п.в}$, как и в (2.10), получается в километрах. Сравнение (2.10) и (2.18) свидетельствует о том, что в стандартной атмосфере рефракция приводит к увеличению дальности прямой видимости в 1,18 раза.

Наличие в составе атмосферы различных неоднородностей (молекулы газа, гидрометеоры, пыль, аэрозоли, области турбулентного движения воздуха и т. п.) приводит к затуханию радиоволн. Это явление характеризуется *коэффициентом затухания*

$$\delta, \text{ дБ/км} = \frac{10}{R} \lg \frac{P_{\text{пр}}^0}{P_{\text{пр}}}, \quad (2.19)$$

где R – расстояние, проходимое волной, км; $P_{\text{пр}}^0$ и $P_{\text{пр}}$ – мощности принятого сигнала в среде без затухания и с затуханием. Максимальная дальность действия РНС при этом будет

$$D_{\text{max}} = D_{\text{max}}^0 \cdot 10^{-0,1\delta D_{\text{max}}}, \quad (2.20)$$

где D_{max}^0 – максимальная дальность действия системы в свободном пространстве (см. формулу (2.5)).

Поглощение радиоволн зависит от длины волны и состава воздуха. Основное рассеяние происходит на молекулах кислорода, воды и гидрометеорах. Поглощение радиоволн носит резонансный характер. Это выражается в том, что в спектре радиоволн существуют частоты, где поглощение максимально. Так, для молекул кислорода максимальное поглощение наблюдается при $\lambda = 0,25$ см и $\lambda = 0,5$ см, а для молекул воды аналогичная картина возникает при $\lambda = 0,15$ см и $\lambda = 1,35$ см. Рассеяние на гидрометеорах и других неоднородностях, чьи размеры значительно меньше длины волны, происходит согласно *закону Рэлея – Джинса*: мощность рассеянного сигнала обратно пропорциональна λ^4 .

Влияние ионосферы Земли

Под действием излучения Солнца и космических потоков частиц в земной атмосфере образуются ионизированные слои, лежащие на высотах от 60 до 400 км над поверхностью. Образование этих слоев в указанном диапазоне высот объясняется тем, что на больших высотах плотность атмосферы мала и интенсивное ионизирующее излучение не создает в этой области заметной концентрации свободных электронов и ионов. В нижних слоях атмосферы, несмотря на высокую концентра-

цию молекул воздуха, интенсивность ионизирующего излучения мала вследствие затухания при прохождении более высоких слоев атмосферы. Поэтому ионосфера имеет конечную протяженность по высоте от h_{\min} до h_{\max} .

Сама ионосфера также не однородна по своей структуре и состоит из нескольких слоев, образование которых связано с различным составом атмосферы по высоте и разницей в механизмах ионизации. В зависимости от концентрации свободных электронов различают слои D, E и F. Слой F, в свою очередь, состоит из слоев F1 и F2. Данные о слоях D, E, F1 и F2 сведены в таблицу.

Слой	Концентрация свободных электронов, $1/\text{см}^{-3}$	h , км	Примечания
D	10^3-10^4	70–90	Отсутствует ночью
E	$2 \cdot 10^5$	100–120	
F1	$3 \cdot 10^5$	160–180	Существует в дневное время
F2	$1 \cdot 10^6$	300–450	Летом
	$2 \cdot 10^6$	250–350	Зимой

Поскольку электрон по своей массе значительно меньше массы ионов, присутствующих в ионосфере, то основное влияние на условия распространения радиоволн оказывают свободные электроны. Коэффициент преломления радиоволн в ионосфере

$$n = \sqrt{1 - 80,8 \frac{N}{f^2}}, \quad (2.21)$$

где N – концентрация свободных электронов, м^{-3} ; f – частота, Гц.

Таким образом, показатель преломления ионизированной среды зависит от частоты радиоволн. При $f = \sqrt{80,8N}$ $n = 0$. Эта частота называется *критической частотой*

$$f_{\text{кр}} = \sqrt{80,8N}. \quad (2.22)$$

При $f < f_{\text{кр}}$ показатель преломления слоя становится мнимой величиной, т. е. слой приобретает свойства проводящей среды. В этом случае наблюдается отражение радиоволн, если волна падает на слой вертикально. Для частот выше критической ионосферный слой является диэлектрической средой, и радиоволна проходит сквозь него.

При наклонном падении волны на ионосферу, вследствие уменьшения n с высотой, траектория луча искривляется и приобретает вид, показанный на рис. 2.7, а. Частота, на которой луч достигает высоты отражения $h_{\text{отр}}$, при наклонном распространении равна

$$f(h_{\text{отр}}) = \frac{f_{\text{кр}}(h_{\text{отр}})}{\sqrt{1 - \cos^2 \theta / (1 + a^{-1} h_{\text{отр}})^2}}, \quad (2.23)$$

где $f_{\text{кр}}(h_{\text{отр}})$ – критическая частота для высоты $h_{\text{отр}}$; θ – угол наклона луча к горизонту (угол возвышения); a – радиус Земли.

При $h_{\text{отр}} \ll a$ получается известный закон косеканса

$$f(h_{\text{отр}}) = f_{\text{кр}}(h_{\text{отр}}) \operatorname{cosec} \theta. \quad (2.24)$$

Анализ (2.23) и (2.24) показывает, что при фиксированном θ высота, на которой происходит отражение радиоволны, увеличивается с увеличением частоты f (рис. 2.7, б). Отраженный сигнал будет возвращаться на Землю в точку, все более удаленную от точки излучения. При $h_{\text{отр}} = h_{\text{max}}$, где h_{max} – высота максимума ионизации, получаемая на основании (2.24), частота $f_{\text{кр}}(\theta) = f(h_{\text{max}})$ называется *критической частотой* для наклонного распространения. При $f > f_{\text{кр}}(\theta)$ луч попадает в область, где концентрация электронов убывает (n увеличивается), кривизна луча меняет знак. Искривление луча происходит вверх, и, следовательно, луч проходит сквозь ионосферный слой.

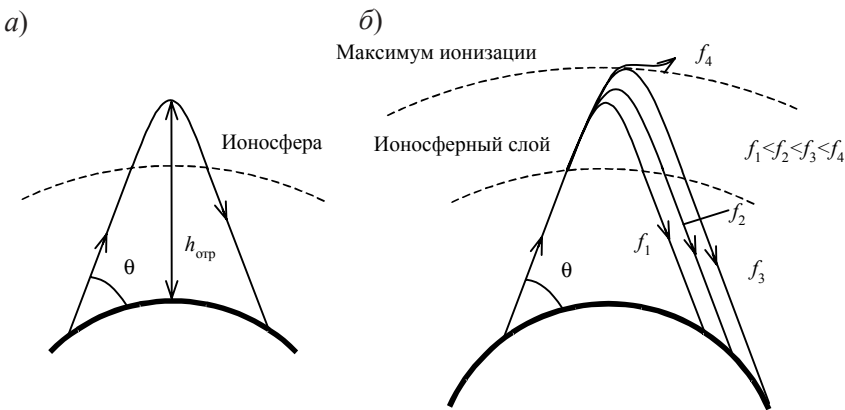


Рис. 2.7

Дальность от точки излучения до точки падения луча на землю называется *дальностью скачка* D . Дальность скачка находят из следующего соотношения:

$$D = 2h_d \operatorname{tg}\theta, \tag{2.25}$$

где h_d – действующая высота, которая соответствует пути распространения вдоль ломаной ABC (рис. 2.8).

Действующая высота может быть определена по $h_{\text{отр}}$ и θ . Зависимость высоты $h_{\text{отр}}$ от угла возвышения θ при фиксированном значении частоты радиоволны f приводит к возникновению области вокруг точки излучения, где прием сигнала, отраженного от ионосферы, невозможен. Эта область называется *зоной молчания*. Рассмотрим это явление более подробно. Пусть антенна передатчика, расположенного на земле, имеет широкую ДН (рис. 2.9). С увеличением угла возвышения луча θ происходит увеличение $h_{\text{отр}}$ и уменьшение дальности скачка D . При некоторых θ частота f может оказаться больше частоты $f_{\text{кр}}(\theta)$, и соответствующие лучи выйдут за пределы ионосферы без отражения. Наименьшее значение дальности скачка D называется *радиусом молчания* r_m . На удалениях меньших r_m прием сигналов, отраженных от ионосферы, невозможен. Если задать радиус молчания r_m , то можно определить частоту, которая называется *максимальной принимаемой частотой* (МПЧ), при которой возможна ионосферная связь между точкой передачи и удаленной от нее на r_m точкой приема. Все приемники, настроенные на МПЧ и расположенные в пределах круга радиуса r_m (“мертвой зоны”), не примут сигнала, распространяющегося по отраженному от ионосферы лучу. Радиус r_m , очевидно, растет с увеличением частоты и может достигать значений 4000 км и более.

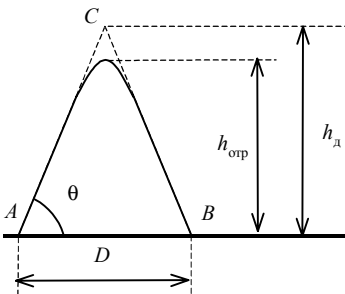


Рис. 2.8

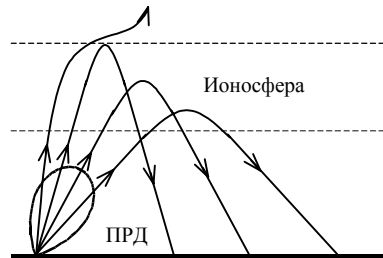


Рис. 2.9

Ионосфера характеризуется значительной нестабильностью условий распространения, которые зависят от времени суток, времени года и солнечной активности. Например, отражение радиоволн от слоя E на частоте 2 МГц происходит только ночью. Днем вследствие возникновения слоя D происходит их поглощение. Поэтому большая дальность работы на этих волнах достигается в радионавигационных системах в ночное время. На частотах ниже 25 кГц наблюдается устойчивое отражение от слоя D. Благодаря малому затуханию этих волн в атмосфере и поверхности Земли их распространение происходит в волноводе, образованном ионосферой и поверхностью.

Нестабильность условий распространения, дисперсность ионосферы, наличие в точке приема нескольких, прошедших по разным путям, радиоволн приводят к значительным ошибкам радионавигационных измерений.

3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ В РАДИОНАВИГАЦИИ

Измерение дальности до объекта является одним из обязательных элементов решения главной радионавигационной задачи. Физическим основанием измерения дальности является фиксация времени распространения радиосигнала между ЛА и РНТ.

Пусть в каком-либо из пунктов (ЛА или РНТ) излучается сигнал вида

$$s_{\text{прд}}(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t) + \psi_0), \quad (3.1)$$

где $a(t)$ – огибающая сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая несущая частота; $\psi(t)$ – закон угловой модуляции; ψ_0 – начальная фаза.

Через время τ_3 , необходимое для прохождения сигналом расстояния между корреспондирующими пунктами, на вход приемника придет сигнал

$$s_{\text{прм}}(t) = \rho a(t - \tau_3) \cos(\omega_0(t - \tau_3) + \psi(t - \tau_3) + \psi_1), \quad (3.2)$$

где коэффициент ρ учитывает потери при распространении радиоволн; $\psi_1 = \psi_0 + \delta\psi$ – начальная фаза принятого сигнала, которая отличается от ψ_0 на фазовый набег $\delta\psi$, приобретаемый в канале распространения. Сравнение (3.1) и (3.2) показывает, что время задержки τ_3 может быть определено тремя методами:

фазовым методом, поскольку за счет распространения происходит изменение фазы излученного сигнала;

частотным методом, так как законы угловой модуляции принимаемого и излученного сигналов сдвинуты по времени на τ_3 ;

временным (импульсным) методом, так как огибающие принимаемого и излученного сигналов сдвинуты по времени на τ_3 .

В зависимости от способа образования принимаемого сигнала различают автономные системы, для которых этот сигнал является отраженным от РНТ, и неавтономные системы, для которых принимаемый сигнал есть результат ретрансляции излученного сигнала из РНТ. В обоих случаях дальность между ЛА и РНТ определяется как

$$R = c\tau_3/2. \quad (3.3)$$

Возможно существование синхронизма между часами, служащими для измерения временных интервалов, в РНТ и на борту ЛА. В этом случае на борту известно с высокой точностью время излучения сигнала

ла РНТ, и для измерения дальности достаточно однонаправленного распространения радиосигнала (от объекта к РНТ или наоборот). Для таких систем

$$R = c\tau_3. \quad (3.4)$$

В любом случае для измерения дальности R необходимо определить τ_3 . Рассмотрим вышеназванные методы.

3.1. Фазовый метод измерения дальности

Фазовый метод основывается на измерении разности фаз между опорным колебанием (копия излученного сигнала) и принятым. Фазовые дальномеры могут быть двух видов: системы с ретрансляцией (“запрос – ответ”) и системы с однонаправленным радиоканалом. Рассмотрим наиболее простой вариант фазового дальномера с однонаправленным радиоканалом (рис. 3.1). Пусть задающий генератор вырабатывает монохроматическое колебание

$$s(t) = a \cos(\omega_0 t + \psi_0), \quad (3.5)$$

которое усиливается в ПРД и излучается в эфир. Принятый на другом пункте сигнал

$$s_{\text{прм}}(t) = \rho a \cos[\omega_0(t - \tau_3) + \psi_0 + \delta\psi] \quad (3.6)$$

после усиления в приемнике ПРМ поступает на фазометр, на второй вход которого подается опорный сигнал

$$s_{\text{оп}}(t) = b \cos(\omega_1 t + \psi_1). \quad (3.7)$$

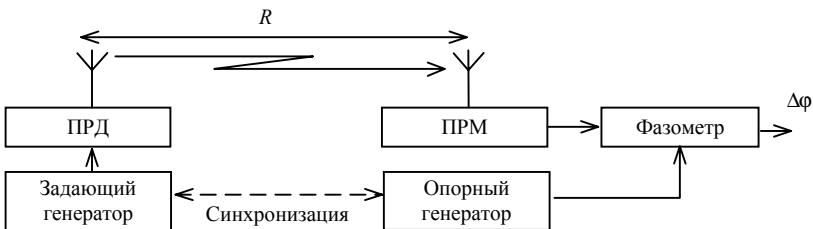


Рис. 3.1

Фазометр измеряет разность фаз принятого и опорного сигналов

$$\Delta\varphi = (\omega_1 t + \psi_1) - [\omega_0 (t - \tau_3) + \psi_0 + \delta\psi] = \omega_0 \tau_3 + (\psi_1 - \psi_0 - \delta\psi) + (\omega_1 - \omega_0) t.$$

Если выполняются условия $\omega_1 = \omega_0$ и $\psi_1 = \psi_0 + \delta\psi$, то $\Delta\varphi = \omega_0 \tau_3$. Отсюда дальность между РНТ и ЛА

$$R = \frac{c}{\omega_0} \Delta\varphi = \frac{\lambda}{2\pi} \Delta\varphi. \quad (3.8)$$

Выполнение условий равенства частот и фаз опорного и принимаемого сигнала достигается за счет жесткой синхронизации задающего и опорного генераторов. Если такая синхронизация отсутствует, то при измерении дальности возникают ошибки. Основная сложность при обеспечении синхронизации связана с необходимостью равенства начальных фаз, поскольку за счет использования высокостабильных генераторов (кварцевые или атомные стандарты частоты) равенство частот обеспечить легче.

Рассмотрим ошибки, которые присущи данному методу, в предположении, что в системе существует абсолютно точная синхронизация. Ошибка измерения дальности на основании (3.8) будет равна $\delta R = \frac{\lambda}{2\pi} \delta\varphi$, где $\delta\varphi$ – ошибка измерения разности фаз $\Delta\varphi$. Возведя в квадрат обе части последнего равенства и усредняя, получим средне-

квадратическое отклонение (СКО) измерения дальности $\sigma_R = \frac{\lambda}{2\pi} \sigma_\varphi$, где σ_φ – СКО измерения $\Delta\varphi$. Несложно показать, что $\sigma_\varphi^2 = 1/2q^2$, где q^2 – отношение сигнал/шум на выходе линейной части ПРМ. Тогда для σ_R будет справедливо следующее равенство:

$$\sigma_R = \frac{\lambda}{2^{3/2} \pi q}. \quad (3.9)$$

Таким образом, для уменьшения ошибок измерения дальности необходимо увеличивать отношение сигнал/шум и уменьшать длину волны (увеличивать рабочую частоту). Уменьшение длины волны приводит к уменьшению диапазона однозначного измерения дальности. Действительно, разность фаз $\Delta\varphi$ может быть однозначно измерена лишь в слу-

чае, если ее значение принадлежит интервалу $[0, 2\pi]$. При этом *максимальная дальность однозначного измерения*

$$R_{\max} = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot 2\pi = \lambda. \quad (3.10)$$

Следовательно, с уменьшением λ уменьшается и R_{\max} . Таким образом, повышение точности измерения дальности путем увеличения рабочей частоты возможно лишь при принятии дополнительных мер по устранению неоднозначности измерений.

Устранение многозначности отсчета дальности в фазовых дальнометрах осуществляется двумя способами:

- подсчетом числа полных циклов изменения разности фаз $\Delta\varphi$;
- использованием нескольких рабочих частот.

Первый способ достаточно очевиден и не требует особых пояснений. Рассмотрим второй способ. Пусть ПРД излучает M частот $f_1 < f_2 < \dots < f_M$. Необходимо определить M и эти частоты при том, что заданы дальность однозначного измерения R_{\max} и точность измерения s_R . Очевидно, что обеспечение заданной R_{\max} может быть достигнуто использованием такой частоты f_1 , что $R_{\max} = \lambda_1 = cf_1$, т. е.

$$f_1 = c/R_{\max}. \quad (3.11)$$

Обеспечение нужной точности достигается в соответствии с (3.9) следующим выбором частоты f_M :

$$f_M = \frac{c\sigma_\varphi}{2\pi\sigma_R}. \quad (3.12)$$

Выбор остальных частот осуществляется следующим образом. Пусть выбраны частоты $f_1 < f_2 < \dots < f_{m-1}$, $1 < m < M$. Погрешность измерения дальности для частоты f_{m-1} равна

$$\sigma_{m-1} = \frac{\lambda_{m-1}}{2\pi} \sigma_\varphi = \frac{c\sigma_\varphi}{2\pi f_{m-1}}. \quad (3.13)$$

Дальность однозначного измерения для следующей после f_{m-1} частоты f_m равна

$$R_m = \lambda_m = \frac{c}{f_m}. \quad (3.14)$$

Очевидно, что для устранения неоднозначности измерения на частоте f_m погрешность, с которой измеряется дальность на частоте f_{m-1} , должна быть меньше R_m , т. е. должно выполняться неравенство

$$R_m \geq \sigma_{m-1}. \quad (3.15)$$

Подставляя (3.13) и (3.14) в (3.15), получим условие, связывающее частоты f_m и f_{m-1} :

$$f_m \geq \frac{2\pi}{\sigma_\varphi} f_{m-1} = \gamma f_{m-1}, \quad (3.16)$$

где $\gamma = 2\pi/\sigma_\varphi$ – постоянный коэффициент, $\gamma \gg 1$. Если в (3.16) выбрать знак равенства, то получим следующий ряд частот: $f_1, f_2 = \gamma f_1, f_3 = \gamma^2 f_1, \dots, f_{M-1} = \gamma^{M-2} f_1, f_M$. Следовательно, частоты образуют геометрическую прогрессию со знаменателем γ

$$f_m = \gamma^{m-1} f_1. \quad (3.17)$$

Число частот M определится из условия

$$\gamma^{M-1} f_1 \geq f_M. \quad (3.18)$$

Недостатком фазового метода является отсутствие у дальномеров, его реализующих, разрешающей способности по дальности. Действительно, если на вход ПРМ поступают два сигнала от разных источников, они будут интерферировать. Фаза суммарного сигнала не будет равна фазе первого или второго источника, а будет зависеть от отношения амплитуд и разности фаз интерферирующих сигналов. Это приводит к ошибкам измерения. Поэтому для использования фазового метода измерения дальности необходимо быть заранее уверенным, что принимаемый сигнал поступает от одного объекта (РНТ). Фазовые дальномеры нашли широкое применение в космической радионавигации и в системах глобальной навигации.

3.2. Частотный метод измерения дальности

При частотном методе дальность до объекта измеряется путем применения частотной модуляции излученного сигнала и оценки сдвига частоты между излученным сигналом и принятым. Сдвиг частоты получается за счет прохождения сигнала по каналу распространения. Наибольшее применение частотный метод нашел в радиовысотомерах, на примере которых и рассмотрим суть данного способа.

Пусть частота излученного с борта ЛА сигнала меняется по гармоническому закону (рис. 3.2, а)

$$f_{\text{изл}}(t) = f_0 + \frac{F_d}{2} \sin \Omega t, \quad (3.19)$$

где f_0 – средняя несущая частота; F_d – девиация частоты; $\Omega = 2\pi/T$ – угловая частота частотной модуляции; T – период модуляции.

Мгновенная частота принятого сигнала (рис. 3.2, б)

$$f_{\text{изл}}(t) = f_0 + \frac{F_d}{2} \sin \Omega(t - \tau_3), \quad (3.20)$$

где $\tau_3 = 2H/c$ – время задержки; H – высота ЛА над поверхностью.

Разностная частота при этом будет равна

$$f_p(t) = |f_{\text{изл}}(t) - f_{\text{пр}}(t)| = F_d \sin \frac{\Omega \tau_3}{2} \left| \sin \Omega \left(t - \frac{\tau_3}{2} \right) \right|. \quad (3.21)$$

Примерный вид изменения $f_p(t)$ во времени показан на рис. 3.2, в. Таким образом, изменение разностной частоты носит периодический характер с периодом $T/2$. Усредняя $f_p(t)$ на периоде ее изменения, получим для среднего значения разностной частоты

$$f_p = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f_p(t) dt = \frac{2}{\pi} F_d \sin \frac{\Omega \tau_3}{2}. \quad (3.22)$$

Если $T \gg \tau_3$, то с высокой точностью $\sin \frac{\Omega \tau_3}{2} \approx \frac{\Omega \tau_3}{2}$. Тогда

$$f_p = \frac{2F_d}{T} \tau_3. \quad (3.23)$$

Учитывая, что величина $1/T = F$ есть частота модуляции, для оценки высоты ЛА получим

$$H = \frac{c}{4FF_d} f_p = \frac{c}{2v} f_p. \quad (3.24)$$

Таким образом, измеряя среднюю частоту биений излученного и принятого сигналов f_p , можно определить высоту ЛА. Постоянный коэффициент $v = 2FF_d$ соответствует средней скорости изменения частоты излученного сигнала.

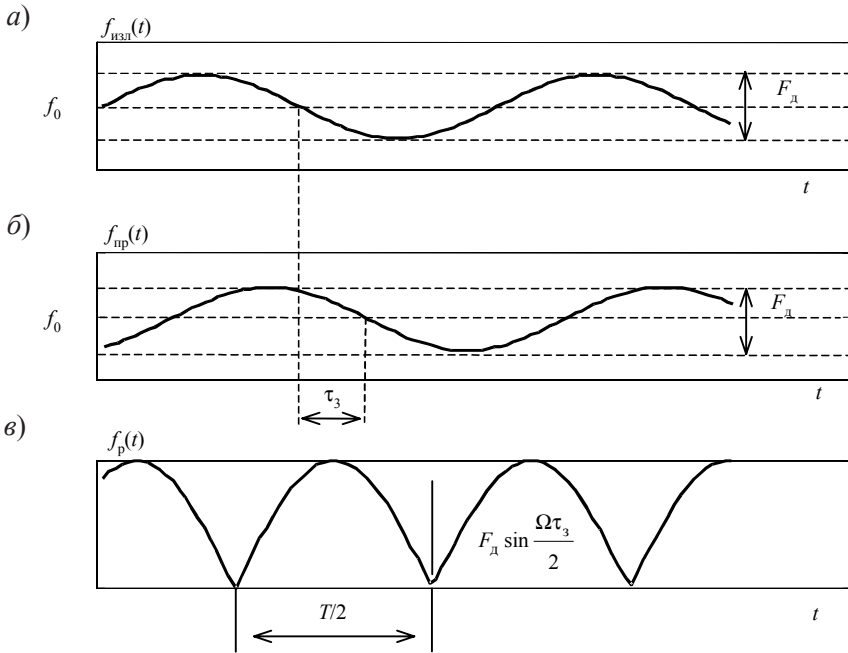


Рис. 3.2

Считая множитель $c/(2v)$ постоянным, случайная ошибка измерения высоты

$$\delta H = \frac{c}{2v} \delta f_p, \quad (3.25)$$

где δf_p – ошибка измерения разностной частоты.

Возводя в квадрат обе части (3.25) и усредняя по случайным факторам, получим СКО ошибки измерения высоты

$$\sigma_H = \frac{c}{2v} \sigma_f. \quad (3.26)$$

Среднеквадратическое отклонение ошибки измерения частоты σ_f как известно, определяется отношением сигнал/шум q^2 и длиной интервала наблюдения T_H

$$\sigma_f = \frac{1}{2\pi\sqrt{q^2 T_H^2}}. \quad (3.27)$$

Тогда для σ_H окончательно получим

$$\sigma_H = \frac{c}{4\pi\nu q T_H}. \quad (3.28)$$

Следовательно, для увеличения точности измерения при частотном методе необходимо увеличивать скорость изменения частоты ν , интервал наблюдения T_H и отношение сигнал/шум q^2 .

В радиовысотомерах помимо гармонического закона изменения частоты наиболее часто используется линейная частотная модуляция (симметричная и несимметричная). Основное соотношение (3.24) остается справедливым и в этом случае.

Использование периодического закона частотной модуляции в дальномерных радионавигационных устройствах приводит к появлению *дискретной ошибки измерения расстояний*.

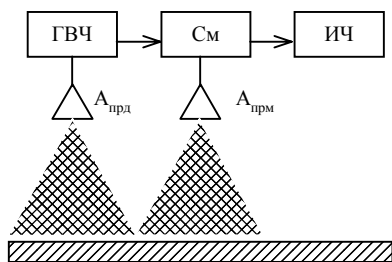


Рис. 3.3

направлении Земли. Отраженный сигнал принимается антенной приемника $A_{\text{прм}}$ и поступает на смеситель $См$. На второй вход смесителя подается опорный сигнал от $ГВЧ$. Сигнал на выходе смесителя

Рассмотрим сигнал на выходе радиовысотомера, упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 3.3. Сигнал генератора высокой частоты $ГВЧ$, модулированный гармоническим колебанием с периодом T и девиацией F_d , излучается антенной передатчика $A_{\text{прд}}$ в

$$\begin{aligned} e_{\text{см}}(t) &= KE_{\text{оп}}E_{\text{пр}} \cos[\varphi_{\text{оп}} - \varphi_{\text{пр}}] = \\ &= KE_{\text{оп}}E_{\text{пр}} \cos\left[\frac{\pi}{\Omega} F_d \sin \frac{\Omega\tau_3}{2} \sin \Omega\left(t - \frac{\tau_3}{2}\right) + \varphi_0\right], \end{aligned}$$

где K – коэффициент передачи смесителя; $E_{\text{оп}}$, $E_{\text{пр}}$, $\varphi_{\text{оп}}$, $\varphi_{\text{пр}}$ – амплитуды и фазы опорного и принятого сигналов; φ_0 – некоторая постоянная фаза.

Таким образом, сигнал на выходе смесителя представляет собой колебание с гармонической частотной модуляцией. Вследствие периодичности закона частотной модуляции сигнал $e_{\text{см}}(t)$ может быть представлен рядом Фурье по гармоникам частоты $F = \Omega/2\pi$

$$e_{\text{см}}(t) = KE_{\text{оп}}E_{\text{пр}} \sum_{k=0}^{\infty} J_k(a) \cos \left[k \sin \Omega \left(t - \frac{\tau_3}{2} \right) + \varphi_0 \right], \quad (3.29)$$

где $a = \frac{\pi F_d}{\Omega} \sin \frac{\Omega \tau_3}{2}$ – индекс частотной модуляции; $J_k(a)$, $k = 0, 1, \dots$ – функции Бесселя первого рода действительного аргумента.

Спектр сигнала $e_{\text{см}}(t)$ будет линейчатым с гармониками частоты F . Амплитуда k -й гармоники в соответствии с (3.29) равна $J_k(a)$. Следовательно, в составе сигнала $e_{\text{см}}(t)$ нет гармоники частоты f_p , выделение которой в измерителе частоты *ИЧ* позволило бы непосредственно определить высоту ЛА на основании (3.24). Частота f_p может быть оценена по ближайшей к ней гармонике в спектре сигнала $e_{\text{см}}(t)$. Ошибка $\delta f_{\text{дис}}$ при такой оценке будет равномерно распределена на интервале частот $[0, F]$. Ошибка измерения высоты $\delta H_{\text{дис}}$, вызванная линейчатым характером спектра сигнала биений, получила название *ошибки дискретизации*

$$\delta H_{\text{дис}} = \frac{c}{2v} \delta f_{\text{дис}}. \quad (3.30)$$

Считая, что $\delta f_{\text{дис}}$ – случайная величина с равномерным в интервале $[0, F]$ законом распределения, несложно получить для математического ожидания и СКО $\delta H_{\text{дис}}$ следующие выражения:

$$\langle \delta H_{\text{дис}} \rangle = \frac{Fc}{4v}, \quad \sigma_{\text{дис}} = \frac{Fc}{4\sqrt{3}v}. \quad (3.31)$$

Дискретность спектра сигнала биений $e_{\text{см}}(t)$ приводит также к ограничению снизу диапазона измеряемых высот. Действительно, наименьшая высота $H_{\text{мин}}$, которая может быть зафиксирована высотомером при использовании частотного метода измерений, соответствует первой гармонике частоты F

$$H_{\text{мин}} = \frac{Fc}{2v} = \frac{c}{4F_d}. \quad (3.32)$$

При нахождении ЛА на высоте ниже $H_{\text{мин}}$, спектр сигнала биений будет практически полностью сосредоточен на нулевой частоте, что делает невозможным дальнейшие измерения.

Существование ошибки дискретизации и минимальной высоты измерений могут быть объяснены и с позиций измерений во временной

области. Допустим, что измерение частоты в ИЧ основано на подсчете числа пересечений сигналом $e_{\text{см}}(t)$ нулевого уровня

$$\hat{f}_p \approx \frac{N}{2T_H}, \quad (3.33)$$

где \hat{f}_p – оценка средней частоты биений; N – количество нулей сигнала биений на интервале T_H .

Если бы сигнал $e_{\text{см}}(t)$ был квазигармоническим, т. е. в любой момент времени t на интервале наблюдения его частота была равна f_p , то при увеличении T_H оценка \hat{f}_p неограниченно приближалась бы к истинному значению частоты f_p . Однако время наблюдения T_H в нашем случае фактически ограничено длительностью периода закона модуляции T , поскольку периодичность модуляции приводит к тому, что расположение нулей сигнала $e_{\text{см}}(t)$ полностью повторяется на интервалах длительностью $T_H = T$. Следствием ограниченности T_H является невозможность зафиксировать точно количество полных циклов частоты $f_p(t)$, если на интервале укладывается не целое их количество. В последнем случае при оценке \hat{f}_p будет допущена ошибка, среднее значение которой соответствует ошибке счета числа нулей $\delta N = 1$:

$$\langle f_{\text{дис}} \rangle = \frac{\delta N}{2T} = 0,5F. \quad (3.34)$$

Это значение полностью соответствует значению $\langle \delta H_{\text{дис}} \rangle$, определенному выше. Аналогично может быть объяснено и существование минимальной высоты измерений H_{min} .

3.3. Временной (импульсный) метод измерения дальности

Временной (импульсный) метод измерения дальности является традиционным способом, при котором время запаздывания фиксируется по задержке огибающей принимаемого сигнала относительно момента излучения. Упрощенная структурная схема системы, реализующей этот метод, представлена на рис. 3.4, а. Временные диаграммы сигналов в характерных точках схемы приведены на рис. 3.4, б. Импульсы синхронизатора 1 поступают на модулятор передатчика. Мощные видеоимпульсы модулятора 2 запускают ГВЧ, сигналы 3 которого через переключатель прием/передача ППП поступают в антенну А и излучаются в пространство. Эти сигналы принимаются на борту ЛА, находящихся в зоне действия измерителя дальности, и переизлучаются бортовым рет-

ранслятором. Сигналы с бортов 4 принимаются антенной А и через ППП поступают на ПРМ. Усиленные и продетектированные сигналы с выхода ПРМ 5 подаются на вертикально отклоняющие пластины индикатора. На горизонтально отклоняющие пластины поступает напряжение развертки 6. Импульсы 7 с генератора гасящих импульсов ГГИ поступают на модулятор электроннолучевой трубки индикатора для гашения луча на время обратного хода развертки. Экран индикатора может быть отградуирован в единицах дальности, поскольку дальность до ЛА вычисляется как

$$R = \frac{c}{2} \tau_3, \quad (3.35)$$

где τ_3 – время задержки максимума огибающей принятого сигнала относительно момента излучения сигнала, который совпадает с началом горизонтальной развертки.

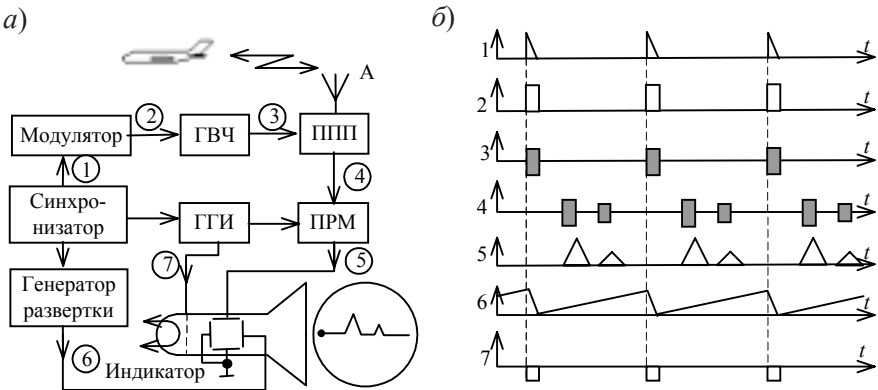


Рис. 3.4

Ошибка измерения дальности временным методом δR определяется ошибкой измерения времени задержки $\delta \tau_3$

$$\delta R = \frac{c}{2} \delta \tau_3. \quad (3.36)$$

Известно, что СКО ошибки измерения времени запаздывания вычисляется в соответствии со следующим выражением:

$$\sigma_\tau = \frac{1}{2\pi q \Delta F}, \quad (3.37)$$

где q^2 – отношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника;
 ΔF – эффективная ширина спектра огибающей сигнала

$$\Delta F = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} \right]^{1/2}, \quad (3.38)$$

$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{i2\pi ft} dt$ – спектральная функция огибающей излученного сигнала.

Таким образом, для увеличения точности измерения дальности временным методом необходимо увеличивать отношение сигнал/шум и эффективную ширину спектра ΔF . Простейшим способом увеличения ΔF является уменьшение длительности излучаемого сигнала $\tau_{\text{и}}$. Однако этот путь невыгоден по двум причинам. Во-первых, уменьшение $\tau_{\text{и}}$ приводит к необходимости увеличения амплитуды импульса A , так как для обеспечения необходимого отношения сигнал/шум q^2 следует по крайней мере сохранить энергию излученного сигнала $E=A^2\tau_{\text{и}}$ постоянной. Увеличивать же A беспредельно нельзя, поскольку при этом возможен пробой фидера, соединяющего передатчик и антенну. Во-вторых, уменьшение $\tau_{\text{и}}$ приводит к снижению точности измерения скорости ЛА (см. подразд. 4.1).

Выход из данного положения заключается в использовании сложных сигналов. Для них, как известно, в отличие от простых сигналов база $B = \tau_{\text{и}}\Delta F$ имеет значение, во много раз большее единицы. Получаются такие сигналы путем использования внутриимпульсной модуляции: частотной или фазовой. В радионавигации наибольшее распространение получила разновидность фазовой модуляции излучаемых сигналов – фазовая манипуляция. При фазовой манипуляции сигнал длительностью $\tau_{\text{и}}$ разбивается на M элементарных импульсов, фаза которых изменяется скачком по определенному закону, который называется *кодом*. Различают коды Баркера, Хафмена, М-коды и др. Ширина спектра всего сигнала при фазовой манипуляции равна ширине спектра элементарной посылки

$$\Delta F = \frac{M}{\tau_{\text{и}}}. \quad (3.39)$$

Поэтому для такого сигнала база $B = \tau_{и} \Delta F = M \gg 1$.

Использование в РНС сложных сигналов затрудняет построение приемных устройств, так как при этом возникает необходимость в постановке согласованных фильтров, на выходе которых происходит сжатие принимаемых сигналов. Длительность сжатых импульсов на выходе согласованного фильтра определяется, как известно, шириной спектра ΔF

$$\tau_{и.вых} = \frac{1}{\Delta F} = \frac{\tau_{и}}{B}. \quad (3.40)$$

Однако это усложнение вполне оправдано, поскольку позволяет значительно повысить точность измерения дальности. Временной метод измерения дальности с использованием фазоманипулированных сигналов нашел применение в спутниковых РНС, которые в настоящий момент являются наиболее точными средствами определения МП.

4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ В РНС

Измерение скорости ЛА относительно поверхности Земли или радионавигационных точек позволяет контролировать движение по маршруту, правильно выполнять посадочный маневр. Данные о скорости ЛА могут поступать в систему счисления пути для определения МП. В настоящее время в радионавигации используются два метода измерения скорости: *метод на основе эффекта Доплера* и *корреляционный метод*.

4.1. Метод измерения скорости на основе эффекта Доплера

Допустим, что с борта ЛА, движущегося относительно РНТ, как показано на рис. 4.1, излучается сигнал

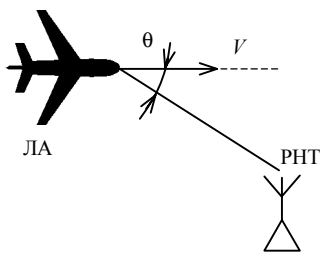


Рис. 4.1

$$e_{\text{изл}}(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4.1)$$

где $a(t)$, ω_0 и φ_0 – огибающая, частота и начальная фаза.

Этот сигнал принимается приемной аппаратурой РНТ и переизлучается в окружающее пространство. Сигнал, принимаемый на борту ЛА, будет в этом случае равен

$$e_{\text{пр}}(t) = \rho a \left(t - \frac{2R}{c} \right) \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{2R}{c} \right) + \varphi_1 \right], \quad (4.2)$$

где ρ – коэффициент, учитывающий форму ДН антенн ЛА и РНТ и условия распространения на трассе; φ_1 – фаза сигнала; R – расстояние между ЛА и РНТ в момент времени t .

Разность фаз излученного и принятого на борту сигналов

$$\varphi(t) = -\omega_0 \frac{2R}{c} + \varphi_1 - \varphi_0 \quad (4.3)$$

будет изменяться во времени, так как изменяется расстояние R .

При прямолинейном полете ЛА относительно РНТ

$$R(t) = R(0) - Vt \cos \theta = R(0) - V_r t, \quad (4.4)$$

где $R(0)$ – расстояние между ЛА и РНТ в момент времени $t = 0$; θ – угол между вектором скорости ЛА и направлением на РНТ; $V_r = V \cos \theta$ – радиальная скорость перемещения ЛА относительно РНТ.

Изменение разности фаз $\varphi(t)$ свидетельствует о наличии дополнительного частотного сдвига между излученным и принятым сигналами. Величина этого сдвига может быть определена как скорость изменения фазы $\varphi(t)$

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{2\omega_0}{2\pi c} \frac{dR}{dt} = \frac{2V_r}{\lambda_0}. \quad (4.5)$$

Таким образом, частота принимаемого сигнала отличается от частоты излучаемого на величину f_d , которая называется *доплеровским смещением*. Причиной возникновения f_d является изменение во времени длины пути распространения волны между движущимися друг относительно друга точками приема и передачи. Эффект изменения частоты волн, принимаемых от движущегося источника, получил название *эффекта Доплера* по имени ученого, впервые наблюдавшего его.

Как следует из соотношения (4.5), доплеровское смещение тем больше по абсолютной величине, чем выше радиальная скорость V_r и меньше длина волны излучения λ_0 . При этом знак доплеровского смещения определяется знаком V_r : f_d положительно, если ЛА и РНТ взаимно сближаются, и отрицательно в противоположном случае.

Доплеровское смещение, как правило, значительно меньше частоты излучения $f_0 = \omega_0/2\pi$. Действительно, как следует из (4.5):

$$\frac{f_d}{f_0} = \frac{2V_r}{c} \ll 1.$$

Поэтому для измерения f_d применяют фазовые методы. Простейшая схема фазового измерителя f_d приведена на рис. 4.2. Генератор высокой частоты *ГВЧ* вырабатывает непрерывный гармонический сигнал на частоте f_0 , который поступает на вход циркулятора *Ц* и излучается антенной *А*. Переизлученный с борта ЛА сигнал принимается антенной и через циркулятор поступает на сигнальный вход смесителя *См*. На гетеродинный вход смесителя подается сигнал с *ГВЧ*. В результате на выходе смесителя выделяется сигнал разностной частоты $f_p = (f_0 + f_d) - f_0 = f_d$. После фильтрации и усиления этот сигнал поступает на измеритель частоты *ИЧ*.

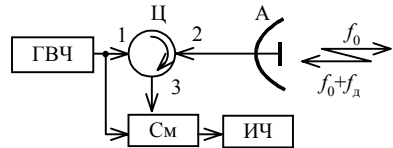


Рис. 4.2

Радиальная скорость ЛА относительно РНТ вычисляется на основании измеренной f_d

$$V_r = \frac{\lambda_0}{2} f_d. \quad (4.6)$$

Поскольку при наличии только одного корреспондирующего с ЛА пункта можно вычислить лишь радиальную скорость их взаимного перемещения, для измерения полного вектора скорости необходимо как минимум три РНТ, не лежащие на одной прямой. В последнем случае можно восстановить вектор скорости ЛА, поскольку измерение радиальных скоростей перемещения ЛА относительно трех РНТ эквивалентно измерению трех проекций вектора скорости в косоугольной системе координат, центром которой является ЛА, а оси совпадают с направлениями на РНТ.

Ошибка радиальной скорости V_r определяется ошибкой оценки f_d

$$\delta V_r = \frac{\lambda_0}{2} \delta f_d.$$

Тогда СКО ошибки δV_r будет

$$\sigma_{V_r} = \frac{\lambda_0}{2} \sigma_{f_d}, \quad (4.7)$$

где σ_{f_d} – СКО ошибки измерения f_d (см. (3.27)):

$$\sigma_{f_d} = \frac{1}{2\pi\sqrt{q^2 T_{\text{эф}}^2}}, \quad (4.8)$$

где q^2 – отношение сигнал/шум; $T_{\text{эф}}$ – эффективная длительность огибающей сигнала:

$$T_{\text{эф}} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 |a(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt} \right]^{1/2}. \quad (4.9)$$

Доплеровский метод измерения скорости используется в спутниковых навигационных системах. На основе этого метода построены также автономные бортовые измерители, получившие название ДИСС.

4.2. Корреляционный метод измерения скорости

Рассмотрим ЛА, движущийся параллельно поверхности Земли с вектором путевой скорости \mathbf{V} , направление которого совпадает со строительной осью самолета (рис. 4.3). На борту ЛА вдоль строительной оси установлены на равном расстоянии друг от друга три антенны: $A_{и}$ – излучающая и A_1, A_2 – приемные. Пусть расстояние между соседними антеннами равно d . Антенны смотрят вертикально вниз и высвечивают на поверхности участки $S_{и}, S_1$ и S_2 соответственно. В некоторый момент времени t_1 сигнал e_1 в антенне A_1 формируется областью S , которая является пересечением $S_{и}$ и S_1 . Через промежуток времени $\Delta t = d/V$ антенна $A_{и}$ займет положение антенны A_1 , а антенна A_2 окажется на месте $A_{и}$. Поэтому в силу *теоремы взаимности* (если поменять местами приемник и передатчик, принимаемый сигнал не изменится) в момент времени $t_2 = t_1 + \Delta t$ сигнал e_2 антенны A_2 станет равным сигналу антенны A_1 , который наблюдался ранее в момент t_1 .

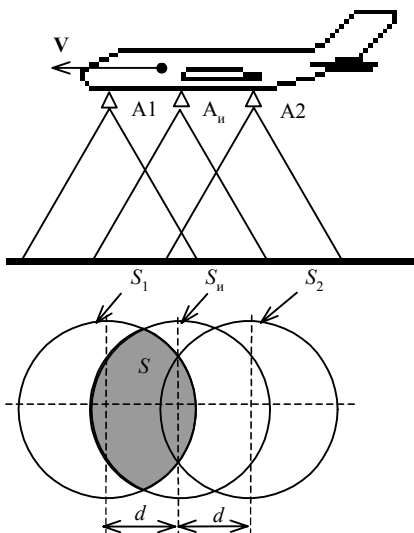


Рис. 4.3

Вследствие влияния различных дестабилизирующих факторов (внутренние шумы приемников, случайные траекторные отклонения ЛА и др.) точного равенства сигналов $e_1(t_1)$ и $e_2(t_2)$ не будет. Однако, если рассмотреть корреляцию этих сигналов

$$R(\tau) = \int e_1(t) e_2(t + \tau) dt, \quad (4.10)$$

то максимум функции $R(t)$ будет наблюдаться в точке $\tau = \Delta t = d/V$. Таким образом, измеряя положение максимума функции $R(t)$, можно определить скорость движения ЛА

$$V = \frac{d}{\tau_{\max}}, \quad (4.11)$$

где τ_{\max} – точка, где наблюдается максимум $R(t)$.

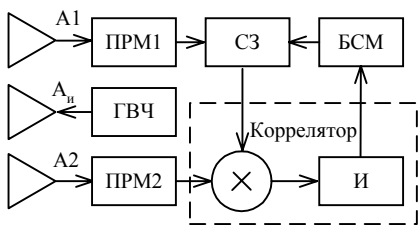


Рис. 4.4

после фильтрации и усиления в приемнике ПРМ1 поступает на схему задержки СЗ, где задерживается на время τ , и поступает на коррелятор. На второй вход коррелятора подается фильтрованный и усиленный в приемнике ПРМ2 сигнал антенны А2. На выходе интегратора И коррелятора сигнал равен значению корреляционной функции $R(t)$. Этот сигнал поступает на блок слежения за максимумом БСМ. Этот блок управляет схемой задержки таким образом, чтобы поддерживать сигнал на выходе коррелятора максимальным. При этом значение путевой скорости вычисляется на основании (4.11) по времени задержки τ .

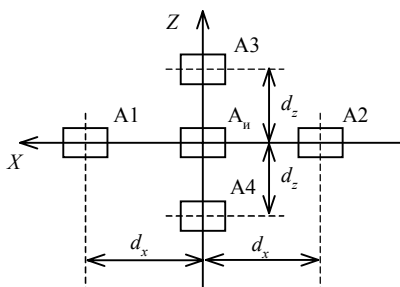


Рис. 4.5

Структурная схема устройства, реализующего корреляционный метод измерения скорости ЛА, представлена на рис. 4.4.

Устройство работает следующим образом. Непрерывный гармонический сигнал от генератора высокой частоты ГВЧ излучается антенной Аи. Сигнал, принятый антенной А1,

Для определения полного вектора скорости на борту устанавливается дополнительная пара антенн вдоль направления ортогонального строительной оси самолета, как показано на рис. 4.5. При этом с помощью пары антенн А1, А2 измеряется продольная составляющая скорости $V_x = d_x / \tau_x$, а с помощью пары антенн А3, А4 – поперечная составляющая $V_z = d_z / \tau_z$, где τ_x , τ_z – времена задержки, соответствующие максимальной корреляции сигналов e_1 , e_2 и e_3 , e_4 .

Корреляционные измерители скорости являются чрезвычайно перспективными в силу их высокой точности, простоты и надежности. Однако широкого применения в авиационной навигации они пока не нашли.

5. РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ УГЛОМЕТРИИ

Измерение угловых координат ЛА при движении по маршруту и при выполнении посадки является неотъемлемой частью решения главной задачи радионавигации. Достаточно сказать, что первыми радионавигационными приборами, установленными на самолеты, были радиоконпасы – устройства, служащие для определения пеленга на РНТ. Все угломерные системы делятся на две большие категории: пеленгаторные и радиомаячные. *Пеленгаторные системы* – это системы, способные определить угловые координаты источников излучения, антенные системы которых имеют изотропные (всенаправленные) ДН. В *радиомаячных системах* источники излучения создают электромагнитное поле, параметры которого зависят от положения точки наблюдения. Данное свойство радиомаячных систем позволяет определять направление на РНТ, имея на борту ЛА ненаправленную антенну.

В зависимости от числа приемопередающих каналов, участвующих в извлечении информации из принимаемых на борту сигналов (пеленгаторные системы) или формировании электромагнитного поля с заданными пространственными характеристиками (радиомаячные системы), методы углометрии, используемые в радионавигации, делятся на две категории: одноканальные и многоканальные.

Физической основой любых радионавигационных методов углометрии является тот факт, что в точке приема направление нормали к фазовому фронту электромагнитной волны, излученной точечным источником, совпадает с направлением на сам источник.

5.1. Одноканальные методы углометрии

В одноканальных методах используется один передающий (радиомаячные системы) или приемный (пеленгаторные системы) канал. Измерение угловой координаты осуществляется путем оценки временного положения характерной точки огибающей принимаемого на борту сигнала, полученного в результате сканирования (перемещения) ДН передающей (радиомаячные системы) или приемной (пеленгаторные системы) антенны. Рассмотрим каждый из одноканальных методов в отдельности.

Метод максимума

Пусть антенный луч радиомаячной системы вращается со скоростью Ω и имеет ДН вида $f(\theta)$, где θ – измеряемая угловая координата ЛА

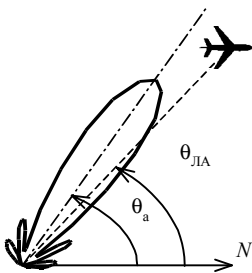


Рис. 5.1

(азимут или угол возвышения), отсчитываемая относительно некоторого выделенного направления N в пространстве (рис. 5.1). Направление N может соответствовать либо направлению на север в случае измерения азимута, либо горизонтальному направлению в случае измерения угла возвышения. Сигнал, принятый на борту ЛА, имеющего угловую координату $\theta_{\text{ЛА}}$, в момент времени, когда максимум ДН направлен под углом θ_a , будет иметь вид

$$e_{\text{пр}}(t) = Ef(\theta_a - \theta_{\text{ЛА}})\cos(\omega_0 t + \phi_0), \quad (5.1)$$

где E , ω_0 и ϕ_0 – амплитуда, частота и фаза сигнала.

Поскольку луч вращается в пространстве, $\theta_a = \Omega t$, причем за начало отсчета времени взят момент, когда положение максимума ДН совпадает с направлением N . Следовательно:

$$e_{\text{пр}}(t) = Ef(\Omega t - \theta_{\text{ЛА}})\cos(\omega_0 t + \phi_0). \quad (5.2)$$

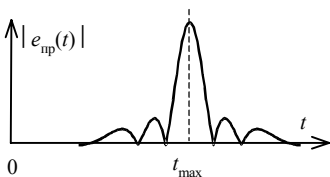


Рис. 5.2

Огибающая сигнала $e_{\text{пр}}(t)$ будет иметь вид развертки ДН во времени (рис. 5.2). В момент времени $t_{\text{max}} = \theta_{\text{ЛА}}/\Omega$, когда направление максимума ДН совпадает с направлением на ЛА, амплитуда принимаемого сигнала достигает своего наибольшего значения. Следовательно, угловую координату ЛА можно определить на основании следующего соотношения:

$$\theta_{\text{ЛА}} = \Omega t_{\text{max}}. \quad (5.3)$$

Таким образом, задача измерения угловой координаты ЛА сводится к измерению времени t_{max} и, по сути, эквивалентна оценке времени запаздывания сигнала временным методом при измерении дальности. Поэтому на основании (5.3) и (3.37) можно определить СКО ошибки измерения угловой координаты ЛА методом максимума

$$\sigma_{\theta} = \frac{\Omega}{2\pi q \Delta F_{\text{эф}}}. \quad (5.4)$$

Используя (3.38), можно показать, что эффективная ширина спектра огибающей $\Delta f_{\text{эф}}$ сигнала $e_{\text{пр}}(t)$

$$\Delta F_{\text{эф}} = \frac{\Omega}{2\pi} \left[-\frac{f''(0)}{f(0)} \right]^{1/2},$$

где $f(0)$ и $f''(0)$ – значения ДН и ее второй производной при $\theta = 0$. Поэтому окончательно

$$\sigma_{\theta} = \left[q^2 \left| \frac{f''(0)}{f(0)} \right| \right]^{-1/2}. \quad (5.5)$$

Выражение (5.5) можно упростить, если учесть, что в окрестности максимума ДН антенны с высокой степенью точности аппроксимируется квадратической зависимостью $f(\theta) \approx f(0) \left(1 - \alpha^2 \theta^2 / \theta_{\text{д}}^2 \right)$, где $\theta_{\text{д}}$ – ширина луча по уровню половинной мощности; $\alpha^2 = 1 - 1/\sqrt{f(0)}$. Тогда

$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_{\text{д}}}{\sqrt{2\alpha}q}. \quad (5.6)$$

Следовательно, для повышения точности оценивания необходимо уменьшать ширину луча $\theta_{\text{д}}$. Это требование физически понятно: чем уже луч, тем меньше длительность сигнального процесса $e_{\text{пр}}(t)$ на борту ЛА. Поскольку уменьшение $\theta_{\text{д}}$ достигается либо за счет уменьшения длины волны излучения, либо при увеличении размеров раскрыва антенны, данный метод нашел применение в системах посадки сантиметрового диапазона.

Очевидно, что в случае пеленгаторной системы, когда антенна РНТ всенаправленная, а антенна бортового передатчика вращается, все сказанное выше остается справедливым.

Существенным недостатком метода максимума является его чувствительность к амплитудным флюктуациям принимаемого сигнала. Значительные ошибки могут наблюдаться при приеме медленно флюктуирующего сигнала, когда время декорреляции случайных амплитудных флюктуаций сравнимо с длительностью огибающей сигнала.

Метод минимума

При использовании волн метрового или дециметрового диапазона метод максимума не позволяет получить необходимую точность измерения

угловой координаты, поскольку размеры антенны должны в этом случае быть очень большими. В этих диапазонах используется другой метод, названный методом минимума. ДН антенны в этом случае имеет два лепестка с провалом между ними (рис. 5.3 и 5.4). Формирование такой ДН на представляет труда, поскольку ей соответствует нечетное (антисимметричное) амплитудно-фазовое распределение на раскрыве антенны.

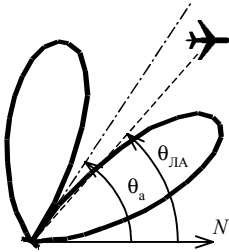


Рис. 5.3

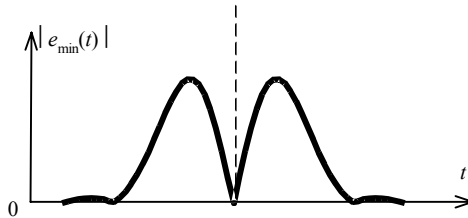


Рис. 5.4

Измерение угловой координаты ЛА при реализации метода минимума сводится к оценке положения во времени провала огибающей принятого сигнала t_{\min}

$$\theta_{\text{ЛА}} = \Omega t_{\min}. \quad (5.7)$$

Можно показать, что в этом случае

$$\Delta F_{\text{эф}} = \frac{\Omega}{2\pi} \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} |f'(\theta)|^2 d\theta}{\int_{-\infty}^{\infty} |f(\theta)|^2 d\theta} \right]^{1/2}.$$

При этом СКО ошибки измерения угловой координаты

$$\sigma_{\theta} = \left[q^2 \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |f'(\theta)|^2 d\theta}{\int_{-\infty}^{\infty} |f(\theta)|^2 d\theta} \right]^{-1/2}, \quad (5.8)$$

где $f'(\theta)$ – первая производная ДН.

В окрестности провала ДН может быть с высокой степенью точности аппроксимирована синусоидальной функцией $f(\theta) \approx f_{\max} \sin \mu\theta$, $|\theta| \leq \pi/\mu$, где f_{\max} – значение ДН в максимуме; μ – крутизна ДН при $\theta = 0$.

Тогда

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{\mu q}. \quad (5.9)$$

Следовательно, для получения высокой точности при использовании метода минимума необходимо увеличивать крутизну ДН в окрестности провала. Добиться этого несложно даже в метровом или дециметровом диапазонах длин волн. Поэтому благодаря использованию метода можно достичь высокой точности измерения, не прибегая к использованию больших по размерам антенных систем. Метод минимума нашел применение в системах ближней навигации. Как и предыдущий метод, метод минимума чувствителен к амплитудным флуктуациям принимаемого сигнала.

5.2. Многоканальные методы углометрии

Общим недостатком одноканальных методов углометрии является чувствительность к амплитудным флуктуациям принимаемых сигналов. От этого недостатка удастся избавиться путем увеличения числа приемных (пеленгаторные системы) или передающих (радиомаячные системы) каналов. Поэтому применение многоканальных методов позволяет значительно увеличить точность измерения угловых координат.

Фазовый метод

Фазовый метод определения угловой координаты источника излучения основан на измерении угла наклона фазового фронта проходящей в точку приема волны путем сравнения фаз сигналов, принятых в двух точках пространства. Пусть имеется две приемные антенны, разнесенные в пространстве на расстояние d (рис. 5.5). Это расстояние называется *базой* угломерной системы. Допустим, что с направления q на систему падает плоская волна. Сигналы в каналах антенн A_1 и A_2 будут отличаться друг от друга по фазе, так как волна проходит различные расстояния до фазовых центров антенн. Разность хода лучей 1 и 2, как следует из треугольника A_1BA_2 , равна $d \sin \theta$. Следовательно, разность фаз сигналов будет $\Delta\varphi = k d \sin \theta$, где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число. Измерив $\Delta\varphi$, можно определить направление прихода волны θ .

Структурная схема простейшего устройства, позволяющего это сделать, представлена на рис. 5.6. Приемники ПРМ1 и ПРМ2 осуществляют усиление, фильтрацию и ограничение амплитуд принимаемых сигналов до некоторого уровня E_0 . Ограничение амплитуд принимаемых сигналов возможно в силу того, что этот параметр не несет при фазовом методе полезной информации. Тогда сигналы на выходе приемников будут соответственно равны

$$\begin{aligned} e_{\text{прм1}}(t) &= E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \\ e_{\text{прм2}}(t) &= E_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi + \varphi_0), \end{aligned} \quad (5.10)$$

где ω_0 и φ_0 – частота и начальная фаза.

Фазовращатель ФВ смещает фазу сигнала $e_{\text{прм1}}$ на 90° , тем самым обеспечивая нечетность рабочей характеристики фазового детектора ФД относительно разности фаз $\Delta\varphi$. Без фазовращателя сигнал на выходе ФД был бы равен $\cos\Delta\varphi$; при этом теряется знак $\Delta\varphi$, что неприемлемо для измерения угловых координат. Сигнал на выходе ФД

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(\theta) &= K_{\text{ФД}} E_0^2 \cos[(\varphi_0 + \Delta\varphi) - (\varphi_0 + \pi/2)] = \\ &= K_{\text{ФД}} E_0^2 \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta\right), \end{aligned} \quad (5.11)$$

где $K_{\text{ФД}}$ – коэффициент передачи ФД.

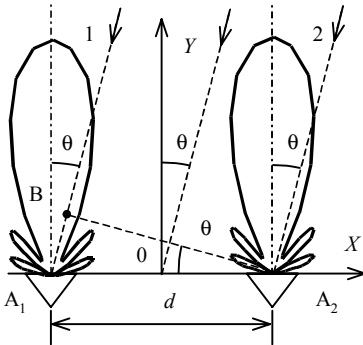


Рис. 5.5

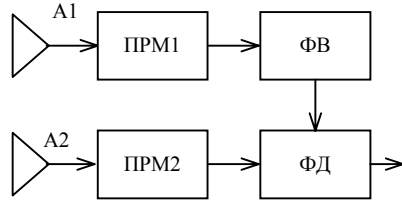


Рис. 5.6

Зависимость $\Pi(\theta) = u_{\text{вых}}(\theta) / K_{\text{ФД}} E_0^2$ называется *пеленгационной характеристикой (ПХ)*

$$\Pi(\theta) = \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta\right). \quad (5.12)$$

Можно показать, что СКО ошибки измерения угловой координаты при фазовом методе при малых θ равно

$$\sigma_{\theta} = \frac{\sqrt{2}}{q\mu}, \quad (5.13)$$

где $\mu = \Pi'(0)$ – производная ПХ при $\theta = 0$.

В соответствии с (5.12) $\mu = \frac{2\pi d}{\lambda}$. Параметр μ носит название *крутизны* ПХ. Таким образом, для повышения точности измерений необходимо увеличивать отношение сигнал/шум q^2 и/или крутизну ПХ. Увеличения крутизны можно достичь либо увеличивая базу системы d , либо уменьшая длину волны излучения λ . При этом, как и в любой фазовой системе, возникает проблема однозначности измерений. В данном случае возникновение неоднозначности измерений вызвано тем, что ПХ $\Pi(\theta)$ имеет колебательный характер при $d > \lambda/4$ (рис. 5.7): одному значению ПХ будут соответствовать несколько угловых направлений. Устранить неоднозначность можно, используя направленные свойства антенн A_1 и A_2 . Если размеры раскрыва антенн равны базе d , то ширина их ДН будет равна λ/d . При этом максимальное значение угла θ , при котором сигнал на выходе приемника будет достаточным для нормальной рабо-

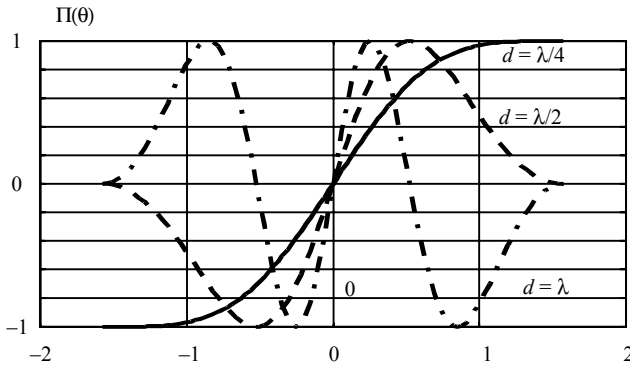


Рис. 5.7

ты измерительного устройства, будет $\theta_{\max} = \lambda/2d \ll 1$. В точке θ_{\max} значение ПХ равно $\Pi(\theta_{\max}) \approx \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\lambda}{2d}\right) = 0$. Следовательно, сигналы, приходящие с направлений вне ширины ДН, не будут поступать на измеритель угловых координат. При этом происходит ограничение апертуры ПХ сектором углов, равным ширине ДН.

Фазовый метод измерения угловых координат позволяет измерить с высокой точностью направление на источник сигнала, даже при наличии случайных амплитудных флюктуаций. Однако высокая точность достигается, если каналы приема ПРМ₁ и ПРМ₂ имеют идентичные фазовые характеристики. При наличии фазового разбаланса, как не сложно показать, ПХ измерителя смещается и появляется систематическая ошибка измерений.

Фазовый метод нашел применение в автоматических радиопеленгаторах (АРП) – наземных устройствах, предназначенных для определения пеленга ЛА по сигналам бортовых УКВ-радиостанций.

Амплитудный метод

Амплитудный метод определения угловой координаты источника излучения, так же как и фазовый метод, основан на измерении угла наклона фазового фронта волны, приходящей в точку приема.

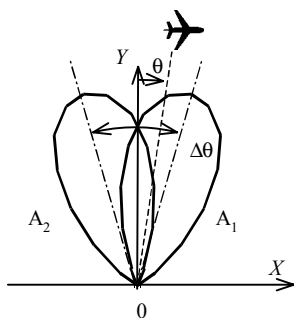


Рис. 5.8

Однако в данном случае это измерение происходит путем сравнения амплитуд сигналов, принятых двумя каналами, антенны которых имеют один фазовый центр, но разнесены по угловой координате ДН (рис. 5.8).

Сигналы в каналах антенн A_1 и A_2 в случае приема сигнала от источника, находящегося в направлении θ , будут равны

$$\begin{aligned} e_{\text{прм1}}(t) &= E_0 f_1(\theta) \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \\ e_{\text{прм2}}(t) &= E_0 f_2(\theta) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (5.14)$$

Обычно ДН $f_1(\theta)$ и $f_2(\theta)$ имеют одинаковую форму, а их максимумы разведены на углы $\pm \Delta\theta/2$ относительно опорного (нулевого) направления. В этом случае $f_{1,2}(\theta) = f(\theta \pm \Delta\theta/2)$, где $f(\theta)$ – функция, описывающая форму ДН каналов.

Амплитуды сигналов в приемных каналах могут быть записаны в виде

$$\begin{aligned} E_1 &= E_0 f(\theta + \Delta\theta/2); \\ E_2 &= E_0 f(\theta - \Delta\theta/2). \end{aligned} \quad (5.15)$$

Определение направления прихода сигнала θ возможно путем вычисления:

1) разности логарифмов амплитуд E_1 и E_2

$$\Pi_1(\theta) = 0,5(\log E_2 - \log E_1) = 0,5 \log \frac{E_2}{E_1} = 0,5 \log \frac{f(\theta - \Delta\theta/2)}{f(\theta + \Delta\theta/2)}; \quad (5.16)$$

2) отношения разности амплитуд E_1 и E_2 к их сумме

$$\Pi_2(\theta) = \frac{E_2 - E_1}{E_2 + E_1} = \frac{f(\theta - \Delta\theta/2) - f(\theta + \Delta\theta/2)}{f(\theta - \Delta\theta/2) + f(\theta + \Delta\theta/2)}. \quad (5.17)$$

Несложно показать, что в окрестности точки $\theta = 0$ функции $\Pi_1(\theta)$ и $\Pi_2(\theta)$ монотонны и имеют линейный участок (рис. 5.9), тангенс угла наклона которого равен

$$\mu = \operatorname{tg} \psi = \frac{f'(-\Delta\theta/2)}{f(\Delta\theta/2)}. \quad (5.18)$$

Функции $\Pi_1(\theta)$ и $\Pi_2(\theta)$, как и в случае фазового метода, называются пеленгационными характеристиками. Вследствие монотонности ПХ в окрестности $\theta = 0$ угловая координата источника θ может быть определена после измерения $\Pi_1(\theta)$ или $\Pi_2(\theta)$ однозначно.

Среднеквадратическое отклонение ошибки измерения угловой координаты определяется, как и для фазового метода, в соответствии с (5.13). Следовательно, и при амплитудном методе для повышения точности измерений необходимо увеличивать отношение сигнал/шум q^2 и/или крутизну ПХ μ . Увеличения крутизны можно достичь, как следует из (5.18), уменьшением угла разноса ДН $\Delta\theta$. Однако при этом уменьшается апертура ПХ – угловой сектор, где ПХ монотонна. Поэтому при выборе $\Delta\theta$ принимают компромиссное решение между увеличением крутизны и уменьшением при этом апертуры ПХ.

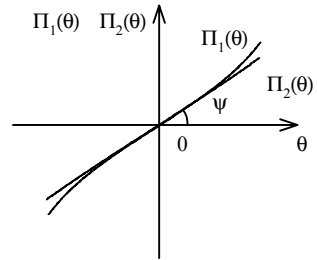


Рис. 5.9

В случае амплитудного метода высокая точность измерения реализуется, если приемные каналы имеют одинаковые амплитудные характеристики. Разбаланс амплитудных характеристик приводит к смещению ПХ и появлению систематической ошибки измерения.

Амплитудный метод нашел широкое применение в радиомаячных системах посадки метрового диапазона, в которых источник излучения (радиомаяк) формирует в пространстве два луча, пространственная структура которых соответствует ДН $f_1(\theta)$ и $f_2(\theta)$, описанным выше. Для того чтобы сигналы, приходящие от первого и второго лучей, можно было разделить в бортовом приемном устройстве, они имеют различные законы амплитудной модуляции.

Доплеровский метод

Пусть приемная система пеленгатора состоит из двух ненаправленных антенн: неподвижной A_0 , находящейся в начале системы координат XOY (рис. 5.10), и подвижной A_1 , которая вращается с угловой скоростью Ω по окружности радиуса r с центром в O . Если на антенную систему падает плоская электромагнитная волна с направления θ , то сигналы в приемных каналах антенн A_0 и A_1 будут равны

$$\begin{aligned} e_0(t) &= E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \\ e_1(t) &= E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1). \end{aligned} \quad (5.19)$$

Как следует из $\Delta A_1 A_0 B$, разность фаз сигналов e_1 и e_0 равна $\varphi_1 - \varphi_0 = k \cdot OB = kr \cos(\theta - \alpha)$. Поскольку $\alpha = \Omega t$:

$$\varphi_1 - \varphi_0 = kr \cos(\Omega t - \theta). \quad (5.20)$$

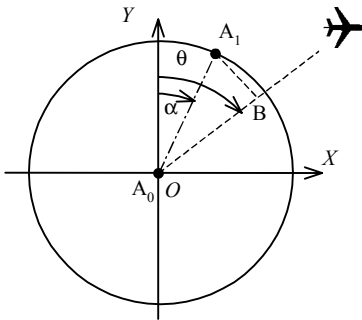


Рис. 5.10

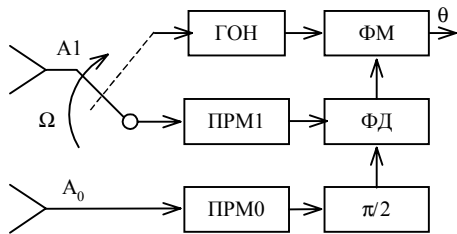


Рис. 5.11

Таким образом, разность фаз принятых сигналов меняется во времени, что эквивалентно изменению мгновенной частоты сигнала $e_1(t)$. Очевидно, что это изменение может быть объяснено эффектом Доплера, возникающим вследствие вращения антенны A_1 . Отсюда происходит название метода. Информация об угловой координате источника содержится в фазе угловой модуляции сигнала $e_1(t)$. Структурная схема простейшего устройства, реализующего рассматриваемый метод, приведена на рис. 5.11.

Генератор опорного напряжения $ГОН$ задает напряжение частоты вращения W , фаза которого соответствует угловому положению антенны $A1$:

$$V_{ГОН}(t) = E \sin \Omega t. \quad (5.21)$$

Сигналы, принятые антеннами A_0 и $A1$, после усиления, фильтрации и ограничения по амплитуде в приемниках $ППМ0$ и $ППМ1$ подаются на фазовый детектор $\PhiД$, сигнал на выходе которого

$$U_{\PhiД}(t) = K_{\PhiД} E_0^2 \sin(\varphi_1 - \varphi_0) = K_{\PhiД} E_0^2 \sin[kr \cos(\Omega t - \theta)], \quad (5.22)$$

где $K_{\PhiД}$ – коэффициент передачи $\PhiД$; E_0 – амплитуда, соответствующая уровню ограничения сигналов в приемниках.

Наличие фазовращателя на $\pi/2$ позволяет добиться нечетности характеристики $\PhiД$. Сигнал (5.22) можно разложить в ряд Фурье по гармоникам частоты Ω

$$U_{\PhiД}(t) = 2K_{\PhiД} E_0^2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} J_{2n-1}(kr) \cos[(2n-1)(\Omega t - \theta)], \quad (5.23)$$

где $J_{2n-1}(\cdot)$ – функция Бесселя первого рода действительного аргумента.

Первая гармоника сигнала $U_{\PhiД}(t)$ будет при этом равна

$$U_{\PhiД}^{(1)}(t) = 2K_{\PhiД} E_0^2 J_1(kr) \cos(\Omega t - \theta). \quad (5.24)$$

Тогда сигнал фазометра $\PhiМ$, который может быть в данном случае реализован как обычный $\PhiД$, равен

$$U_{\PhiМ}(t) = K J_1(kr) \sin \theta, \quad (5.25)$$

где K – постоянный коэффициент, определяемый параметрами измерительной системы и известный заранее.

Если в качестве сигнала ГОН взять $V_{\text{ГОН}} = E \cos \Omega t$, то аналогичным путем можно получить сигнал $U_{\text{ФМ}} = K J_1(kr) \cos \theta$. Следовательно, схема на рис. 5.11 дает возможность измерить θ во всем диапазоне изменения углов прихода волны. Очевидно, что коэффициент $J_1(kr)$, определяющий амплитуду сигнала первой гармоники сигнала ФД, с целью улучшения качества измерения должен быть максимальным. Это подтверждается выражением для СКО ошибки оценивания угловой координаты θ данным методом

$$\sigma_{\theta} = \frac{\sqrt{2}}{q J_1(kr)}, \quad (5.26)$$

где q^2 – отношение сигнал/шум.

Глобальный максимум функции $J_1(x)$ достигается, как известно, при $x_{\text{max}} = 1,84$ и равен $J_1(x_{\text{max}}) = 0,58$. Тогда максимальная точность измерений ($\sigma_{\theta} = 2,44/q$) будет наблюдаться при $D/\lambda = 0,576$, где $D = 2r$ – диаметр окружности, по которой вращается подвижная антенна. Так, например, при $\lambda = 2,68$ м ($f_0 = 112$ МГц) $D = 1,54$ м. Если последнее соотношение не будет выполняться, то в системе наблюдаются потери точности измерения.

Недостатком рассмотренного способа оценки угловой координаты является его низкая точность по сравнению с потенциально достижимым пределом, который при заданной геометрии антенной системы равен

$$\sigma_{\theta} = \frac{2}{qm}, \quad (5.27)$$

где $m = kr$ – индекс фазовой модуляции сигналов $e_1(t)$ и $U_{\text{ФД}}(t)$.

Как следует из (5.27), σ_{θ} монотонно убывает при увеличении индекса модуляции m . Столь различное поведение СКО (5.26) и (5.27) объясняется тем, что при реализации описанного выше способа измерения из всего сигнала $U_{\text{ФД}}(t)$ используется лишь его первая гармоника. Все остальные гармонические составляющие, также несущие полезную информацию, не участвуют в формировании оценки угловой координаты. Этого можно было бы избежать, если опорный сигнал, подаваемый на ФМ, был бы так же, как и сигнал на выходе ФД, многочастотным. Однако создание такого опорного сигнала затруднительно. Кроме того, измерение θ на высоких гармониках потребовало бы дополнительных мер по исключению неоднозначности, поскольку информация об угловой координате источника содержится в фазе гармонических составляющих

сигнала $U_{\text{ФД}}(t)$. Поэтому доплеровский метод в том виде, как он изложен, не применяется.

Дифференциально-фазовый метод

В данном методе в качестве опорного сигнала для извлечения информации об угловой координате источника θ используется сигнал дополнительной вращающейся антенны A_2 (рис. 5.12). При этом отпадает необходимость в неподвижной антенне A_0 . Вращение антенны A_2 осуществляется со скоростью Ω по кругу радиуса r в том же направлении, что и вращение антенны A_1 . Допустим, что угловое расстояние между антеннами A_1 и A_2 равно $\Delta\alpha$. На основании (5.19) и (5.20) сигналы в антеннах могут быть записаны в виде

$$\begin{aligned} e_1(t) &= E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1); \\ e_2(t) &= E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_2), \end{aligned} \quad (5.28)$$

причем

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= kr \cos(\Omega t - \theta) + \varphi_0; \\ \varphi_2 &= kr \cos(\Omega t - \Delta\alpha - \theta) + \varphi_0, \end{aligned} \quad (5.29)$$

где φ_0 – фаза падающей волны в начале координат O .

Структурная схема устройства, реализующего измеритель для данного метода, представлена на рис. 5.13. В отличие от доплеровского измерителя в данном случае в формировании первой гармоники сигнала ФД

$$U_{\text{ФД}}^{(1)}(t) = 2K_{\text{ФД}} E_0^2 J_1 \left(2kr \sin \frac{\Delta\alpha}{2} \right) \sin \left(\Omega t - \theta - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) \quad (5.30)$$

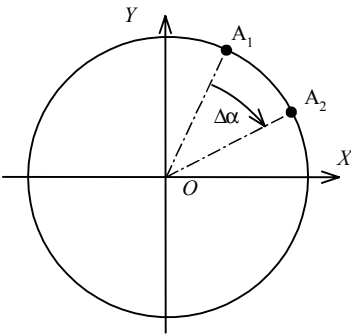


Рис. 5.12

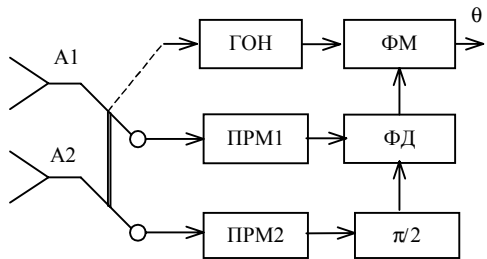


Рис. 5.13

участвуют все гармоники сигналов $e_1(t)$ и $e_2(t)$. Поэтому при реализации дифференциально-фазового метода не происходит потери в отношении сигнал/шум. СКО ошибки измерения при этом будет

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{qm}, \quad (5.31)$$

где $m = kr \sin \frac{\Delta\alpha}{2} = kd$; d – линейное расстояние между антеннами A_1 и A_2 .

Очевидно, что для повышения точности измерений необходимо увеличивать линейное расстояние между антеннами. Поэтому наилучшими точностными характеристиками будет обладать система, у которой $d = D$ ($\Delta\alpha = \pi$), т. е. антенны A_1 и A_2 находятся в диаметрально противоположных точках окружности.

Увеличение диаметра D для улучшения точности при механическом способе вращения сталкивается с серьезными конструктивными ограничениями. Поэтому механическое вращение антенн заменяют электронным переключением вибраторов, расположенных по окружности на равном расстоянии друг от друга. Получающийся при этом сигнал является дискретным аналогом сигнала системы с механическим вращением, т. к. сигналы двух таких устройств будут равны друг другу лишь в моменты подключения вибраторов к приемным каналам. Для сохранения информационной эквивалентности непрерывной и дискретной систем необходимо, чтобы расстояние между вибраторами было не больше определенного предела, так как иначе произойдет потеря информации. Определим максимально возможное угловое расстояние $\delta\alpha$ между соседними вибраторами, при котором такой потери нет.

В соответствии с теоремой Котельникова, для восстановления аналогового сигнала по множеству его дискретных отсчетов частота дискретизации F_d должна удовлетворять соотношению – $F_d = \Delta F$, где ΔF – ширина спектра сигнала. В нашем случае период взятия отсчетов равен $\delta\alpha / \Omega$, и, следовательно, $F_d = \Omega / \delta\alpha$. С другой стороны, ширина спектра сигналов $e_1(t)$ и $e_2(t)$ примерно равна полосе частотной модуляции $\Delta F = 2kr\Omega / 2\pi$. Тогда

$$\delta\alpha \leq \frac{2\pi}{2kr} = \frac{\lambda}{D}. \quad (5.32)$$

Следовательно, максимально допустимое угловое расстояние между вибраторами должно быть меньше, чем $\delta\alpha_{\max} = \lambda/D$. Минимальное количество вибраторов при этом

$$N_{\min} = \frac{2\pi}{\delta\alpha} = \frac{2\pi D}{\lambda}. \quad (5.33)$$

Так, при $\lambda = 2,68$ м ($f_0 = 112$ МГц) и $D = 13,5$ м получим $N_{\min} = 32$.

Дифференциально-фазовый метод благодаря своей высокой точности нашел применение в радиомаячных системах ближней навигации.

6. ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ЗАДАЧ

В предыдущих разделах были рассмотрены вопросы измерения отдельных радионавигационных параметров (РНП) – физических величин, определяющих местоположение ЛА в пространстве. Было показано, как, используя радиотехнические методы, можно определить дальность, скорость и угловые координаты ЛА по отношению к РНТ. Все перечисленные измерения осуществляются с ошибками, причинами которых являются особенности метода измерения и влияние дестабилизирующих факторов – помех и шумов. В данном разделе рассмотрим, к каким ошибкам в определении МП ЛА в целом приводят возникающие ошибки измерения отдельных координат.

Введем следующее, важное для дальнейшего изложения, понятие. *Поверхностью положения (ПП)* называется геометрическое место точек с одинаковым значением РНП. Данное понятие имеет первостепенное значение для определения ошибок оценки МП ЛА. Рассмотрим несколько важных случаев.

1. Пусть имеется РНТ, находящаяся в начале декартовой системы координат XYZ , относительно которой измеряется дальность ЛА (рис. 6.1). Если расстояние между РНТ и ЛА равно R_0 , то ПП будет в данном случае сфера радиуса R_0 с центром в O . Уравнения этой поверхности в декартовой и сферической системах координат будут соответственно иметь вид

$$\begin{aligned}x^2 + y^2 + z^2 &= R_0^2; \\ R &= R_0.\end{aligned}$$

2. Пусть, как и в предыдущем случае, в начале координат O имеется РНТ, относительно которой измеряется азимут ЛА (рис. 6.2). Если азимут ЛА равен α_0 , то ПП в данном случае будет плоскость, проходящая через ось OZ , угол наклона которой к оси OX равен α_0 . Уравнения этой плоскости в декартовой и полярной системах координат имеют вид

$$\begin{aligned}y &= x \operatorname{tg} \alpha_0; \\ \alpha &= \alpha_0.\end{aligned}$$

3. Пусть измеряется полярный угол ЛА относительно РНТ, расположенной в начале координат. Если полярный угол ЛА равен θ_0 (рис. 6.3),

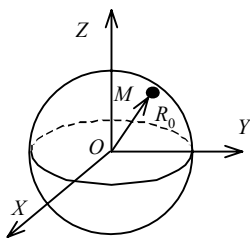


Рис. 6.1

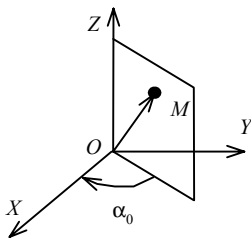


Рис. 6.2

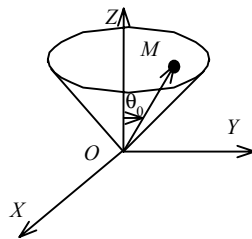


Рис. 6.3

то ПП будет конус с вершиной в точке O и углом наклона образующей к оси симметрии θ_0 . Уравнениями этого конуса будут соответственно

$$\sqrt{x^2 + y^2} = z \operatorname{tg} \theta_0;$$

$$\theta = \theta_0.$$

4. Пусть имеется две РНТ O_1 и O_2 , находящиеся в точках $(0, \pm d, 0)$ системы координат XYZ , относительно которых измеряется разность расстояний ЛА $\Delta R = R_1 - R_2$ (рис. 6.4). Если разность расстояний ЛА до O_1 и O_2 равна ΔR_0 , то поверхностью положения в данном случае будет двухполюсный гиперболоид вращения, фокусы которого совпадают с точками O_1 и O_2 . Уравнения ПП в данном случае будут иметь вид

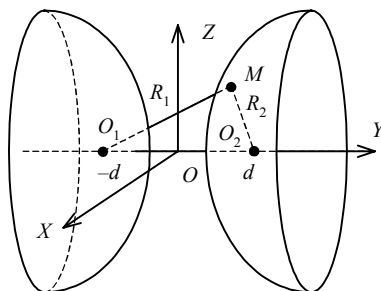


Рис. 6.4

$$-\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2} = 1;$$

$$R^2 (d^2 \sin^2 \alpha \sin^2 \theta - \Delta R_0^2) = 0,25 \Delta R_0^2 (d^2 - \Delta R_0^2),$$

где $a^2 = c^2 = 0,25(d^2 - \Delta R_0^2)$; $b^2 = 0,25 \Delta R_0^2$.

6.1. Позиционные способы определения МП

Для определения МП ЛА в пространстве необходимо измерить не менее трех РНП относительно системы РНТ, положение которых известно. МП ЛА ищется как точка пересечения плоскостей положения, соответствующих измеренным РНП. В зависимости от того, какие РНП

измеряются, возможны различные способы определения МП. Наиболее часто в радионавигации используются дальностно-угломерный, дальномерный, разностно-дальномерный и угломерный способы.

Дальностно-угломерный способ. При данном способе определения МП имеется одна РНТ, относительно которой измеряют дальность R , азимут α и полярный угол θ ЛА относительно системы координат с началом в РНТ (рис. 6.5). Данный метод используется в РНС ближней навигации.

Дальномерный способ. В данном случае измеряют расстояние от ЛА до трех (или более) РНТ (рис. 6.6) – R_1, R_2, R_3 . МП ЛА находится как точка пересечения трех сфер с центрами в точках расположения РНТ O_1, O_2, O_3 и радиусами R_1, R_2, R_3 соответственно. Метод нашел применение в спутниковых навигационных системах.

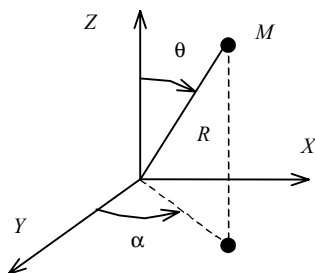


Рис. 6.5

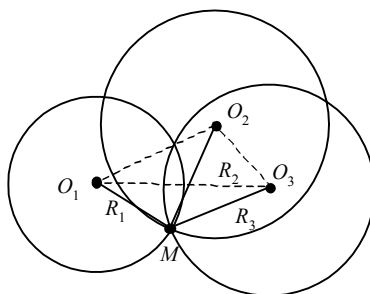


Рис. 6.6

Разностно-дальномерный способ. При реализации данного способа имеется несколько РНТ, МП которых O_0, O_1, O_2, \dots известны (рис. 6.7). Измерению подлежат разности расстояний $\Delta R_n = R_n - R_0$, где $R_n, n = 0, 1, 2, \dots$ – расстояние между ЛА и точкой O_n . Это достигается за счет синхронного излучения сигналов всеми РНТ одновременно. При этом точке O_0 отводится роль ведущей. Остальные РНТ являются ведомыми, поскольку излучение их сигналов происходит строго по команде из O_0 . Сигналы всех РНТ индивидуально маркированы, что позволяет на борту ЛА измерять интервалы между появлением на входе приемника сигналов от пар РНТ $O_0 - O_1, O_0 - O_2$, и т. д. МП ЛА определяется как точка пересечения соответствующих ПП (гиперboloидов). Данный метод нашел применение в системах дальней навигации.

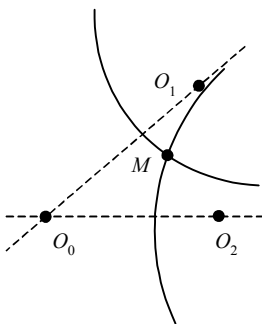


Рис. 6.7

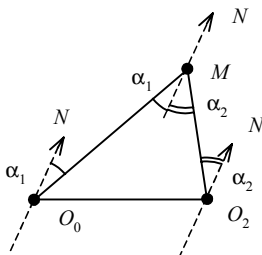


Рис. 6.8

Угломерный способ. При данном методе в РНТ измеряется азимут ЛА, отсчитываемый от известного в каждой точке направления N (рис. 6.8). Таким направлением, например, может быть направление на географический (или магнитный) полюс Земли. МП ЛА на земле ищется как точка пересечения плоскостей, соответствующих измеренным азимутам $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots$. Данный метод используется для определения МП ЛА по измерениям, выполненным на борту. В качестве РНТ могут использоваться вещательные радиостанции.

6.2. Ошибки определения МП объектов

Вследствие воздействия различных помеховых сигналов при приеме (внутренние шумы, внешние помехи, искусственные помехи) измерение РНП происходит с ошибками. Следовательно, ошибками будет сопровождаться и определение МП ЛА.

Допустим, что МП объекта в РНС оценивается на основе измерения трех РНП: P_1, P_2, P_3 , – каждый из которых измеряется с ошибками. Пусть СКО ошибок измерения РНП равны соответственно $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$. Поскольку ошибка при измерении РНП вызывает смещение соответствующей ПП, то ошибка в оценивании МП определится смещением точки пересечения всех трех ПП.

Ошибки смещения ПП

Определим, как смещается ПП произвольного РНП P под воздействием ошибок его измерения. В декартовой системе координат уравнение истинной ПП имеет вид

$$P_{\text{и}} = f(x, y, z), \quad (6.1)$$

где $P_{\text{и}}$ – истинное значение РНП.

Пусть ошибка измерения РНП равна δP . Тогда уравнение смещенной ПП можно записать как

$$P_{\text{и}} + \delta P = f(x, y, z), \quad (6.2)$$

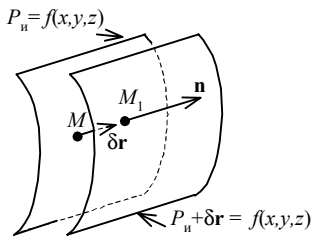


Рис. 6.9

Пусть M – произвольная точка на истинной ПП (рис. 6.9). Будем оценивать смещение ПП отрезком MM_1 , где $M_1(x, y, z)$ – точка пересечения нормали \mathbf{n} , восстановленной из точки M , со смещенной ПП. Разложим функцию $f(x, y, z)$ в ряд Тейлора в окрестности точки $M(x_{\text{и}}, y_{\text{и}}, z_{\text{и}})$. Считая смещение $MM_1 = \delta \mathbf{r}$ настолько малым, что в разложении можно пренебречь величинами, порядок малости которых выше первого, получим

$$f(x, y, z) = f(x_{\text{и}}, y_{\text{и}}, z_{\text{и}}) + \delta x \frac{\partial f}{\partial x} + \delta y \frac{\partial f}{\partial y} + \delta z \frac{\partial f}{\partial z}, \quad (6.3)$$

где $\delta x, \delta y, \delta z$ – координаты вектора смещения $\delta \mathbf{r}$.

Тогда на основании (6.1)–(6.3) можно записать для ошибки δP

$$\delta P = \delta \mathbf{r} \operatorname{grad} f, \quad (6.4)$$

где $\operatorname{grad} f$ – градиент функции f , вычисленный в точке M .

Поскольку направление градиента может либо совпадать с направлением нормали \mathbf{n} , либо быть противоположным ему, а вектор $\delta \mathbf{r}$ направлен по нормали, то

$$\delta P = \pm |\delta \mathbf{r}| |\operatorname{grad} f|. \quad (6.5)$$

Возводя равенство (6.5) в квадрат и усредняя, получим

$$\sigma_P^2 = |\operatorname{grad} f|^2 \sigma_{\text{ПП}}^2, \quad (6.6)$$

где $\sigma_P^2 = \langle \delta P^2 \rangle$ – дисперсия ошибки измерения РНП P ; $\sigma_{\text{ПП}}^2 = \langle |\delta \mathbf{r}|^2 \rangle$ – дисперсия смещения ПП.

Тогда СКО смещения ПП

$$\sigma_{\text{ПП}} = \frac{\sigma_P}{|\operatorname{grad} f|}, \quad (6.7)$$

где $|\text{grad } f|$ – модуль градиента функции f , вычисленный в точке $M(x_{и}, y_{и}, z_{и})$.

Ошибки смещения линии положения

Линией положения (ЛП) называется кривая, по которой пересекаются поверхности положения, соответствующие двум РНП. Определение смещения ЛП имеет самостоятельное значение, поскольку позволяет оценить погрешность определения МП объекта в случае, когда третий РНП известен точно. Такая ситуация возникает, например, когда определяется МП объекта, находящегося на поверхности Земли.

Пусть P_a, P_b – истинные значения РНП, и $\delta P_a, \delta P_b$ – их ошибки измерения. Уравнения истинных и смещенных ПП на основании (6.1) и (6.2) можно записать как

$$\begin{cases} P_a = f_a(x, y, z) \\ P_b = f_b(x, y, z) \end{cases} \quad \begin{cases} P_a + \delta P_a = f_a(x, y, z) \\ P_b + \delta P_b = f_b(x, y, z) \end{cases} \quad (6.8)$$

Допустим, что точка $M(x_{и}, y_{и}, z_{и})$ принадлежит истинной ЛП. За смещение ЛП примем длину отрезка MM_1 , где M_1 – точка пересечения смещенной ЛП и плоскости, в которой лежат векторы нормалей к истинным ПП (см. рис. 6.9), восстановленные из точки M (рис. 6.10). Плоскость рисунка совпадает с плоскостью, содержащей векторы смещений ПП $\delta \mathbf{r}_a = \mathbf{MA}$ и $\delta \mathbf{r}_b = \mathbf{MB}$, поэтому точки M и M_1 являются следами истинной и смещенной ЛП. Определим длину отрезка $\delta l = MM_1$. Можно показать, что у четырехугольника MAM_1B сумма противоположных углов равна ρ . Тогда вокруг этого четырехугольника можно описать окружность, диаметр которой будет равен отрезку MM_1 . Следовательно, $MM_1 = AB/\sin(\angle AMB)$. Тогда

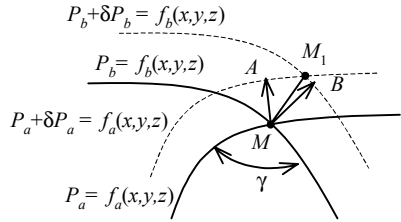


Рис. 6.10

Определим длину отрезка $\delta l = MM_1$. Можно показать, что у четырехугольника MAM_1B сумма противоположных углов равна ρ . Тогда вокруг этого четырехугольника можно описать окружность, диаметр которой будет равен отрезку MM_1 . Следовательно, $MM_1 = AB/\sin(\angle AMB)$. Тогда

$\delta l^2 = \frac{1}{\sin^2 \gamma} [\delta r_a^2 + \delta r_b^2 - 2\delta r_a \delta r_b \cos \gamma]$, γ – угол, под которым пересекаются ПП РНП. Учитывая (6.5) и усредняя по случайным величинам δP_a и δP_b , можно получить выражение для СКО смещения ЛП

$$\sigma_{\text{ЛП}} = \frac{1}{|\sin \gamma|} \left[\frac{\sigma_a^2}{|\text{grad } f_a|^2} + \frac{\sigma_b^2}{|\text{grad } f_b|^2} - \frac{2\rho\sigma_a\sigma_b \cos \gamma}{|\text{grad } f_a| |\text{grad } f_b|} \right]^{1/2}, \quad (6.9)$$

где ρ , σ_a , σ_b – коэффициент корреляции и СКО ошибок оценивания РНП. Если измерения РНП P_a , P_b некоррелированы, то выражение для $\sigma_{\text{ЛП}}$ упрощается

$$\sigma_{\text{ЛП}} = \frac{1}{|\sin \gamma|} \left[\frac{\sigma_a^2}{|\text{grad } f_a|^2} + \frac{\sigma_b^2}{|\text{grad } f_b|^2} \right]^{1/2}. \quad (6.10)$$

Следовательно, для уменьшения погрешности определения МП необходимо, чтобы ПП были ортогональны друг другу ($\gamma = \pi/2$). Невыполнение этого условия может приводить к большим погрешностям оценивания МП, даже если ошибки определения РНП малы.

Во многих случаях $\sigma_a = \sigma_b = \sigma_P$ (например, в дальномерных, разностно-дальномерных и угломерных системах). При этом (6.10) можно записать в виде

$$\sigma_{\text{ЛП}} = \Gamma \sigma_P. \quad (6.11)$$

Величина

$$\Gamma = \frac{1}{|\sin \gamma|} \left[\frac{1}{|\text{grad } f_a|^2} + \frac{1}{|\text{grad } f_b|^2} \right]^{1/2} \quad (6.12)$$

называется *геометрическим фактором*. При построении РНС стараются расположить ее РНТ таким образом, чтобы геометрический фактор Γ в области пространства, где система осуществляет обслуживание, был малым.

Ошибки измерения МП

Рассмотрим теперь общий случай. Пусть РНП P_1, P_2, P_3 измеряются с ошибками $\delta P_1, \delta P_2, \delta P_3$. Обозначим через $\delta \mathbf{r}_1, \delta \mathbf{r}_2, \delta \mathbf{r}_3$ векторы смещений соответствующих ПП. Эти векторы совпадают по направлению с нормальными $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \mathbf{n}_3$ к ПП, восстановленным из точки $M(x_{и}, y_{и}, z_{и})$ (рис. 6.11). Ошибка измерения МП будет, очевидно, определяться вектором $\delta \mathbf{s}$, начало которого находится в точке истинного местоположения M , а конец – в точке пересечения смещенных ПП M_1 . Как было по-

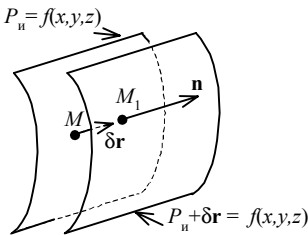


Рис. 6.11

казано выше, направление вектора $\delta \mathbf{r}_m$, $m=1, 2, 3$ совпадает с направлением градиента соответствующей ПП $\text{grad} f_m$, $m=1, 2, 3$. Поэтому для векторов смещения будут справедливы следующие равенства:

$$\delta \mathbf{r}_m = \delta r_m \frac{\text{grad} f_m}{|\text{grad} f_m|} = \frac{\delta P_m \text{grad} f_m}{|\text{grad} f_m|^2}, \quad m=1, 2, 3, \quad (6.13)$$

где $\delta r_m = |\delta \mathbf{r}_m|$ – длина вектора смещения.

Уравнение плоскости, ортогональной вектору $\delta \mathbf{r}_m$ и проходящей через его конец, имеет вид

$$\delta \mathbf{r}_m (\mathbf{r} - \delta \mathbf{r}_m) = 0, \quad m=1, 2, 3, \quad (6.14)$$

где $\mathbf{r} = \mathbf{r}(x, y, z)$ – радиус-вектор точки, принадлежащей этой плоскости.

Поскольку точка M_1 принадлежит всем трем плоскостям, ортогональным векторам смещения, то ее координаты будут решением следующей системы уравнений:

$$\delta \mathbf{r}_m \delta \mathbf{s} = |\delta \mathbf{r}_m|^2, \quad m=1, 2, 3. \quad (6.15)$$

Подставляя (6.13) в (6.15), получим

$$\begin{aligned} \text{grad} f_1 \delta \mathbf{s} &= \delta P_1; \\ \text{grad} f_2 \delta \mathbf{s} &= \delta P_2; \\ \text{grad} f_3 \delta \mathbf{s} &= \delta P_3. \end{aligned} \quad (6.16)$$

Систему (6.16) можно записать в матричном виде

$$\mathbf{G} \delta \mathbf{s} = \delta \mathbf{P}, \quad (6.17)$$

где \mathbf{G} – матрица градиентов (ее строки соответствуют элементам векторов $\text{grad} f_m$, $m=1, 2, 3$)

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x} & \frac{\partial f_1}{\partial y} & \frac{\partial f_1}{\partial z} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x} & \frac{\partial f_2}{\partial y} & \frac{\partial f_2}{\partial z} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x} & \frac{\partial f_3}{\partial y} & \frac{\partial f_3}{\partial z} \end{pmatrix}, \quad (6.18)$$

$\delta \mathbf{P} = (\delta P_1, \delta P_2, \delta P_3)$ – вектор ошибок РНП.

Если истинные ПП, соответствующие РНП P_1, P_2, P_3 , имеют единственную точку пересечения M , градиенты $\text{grad}f_m, m=1, 2, 3$ попарно не совпадают друг с другом. Поэтому строки матрицы \mathbf{G} не являются линейно зависимыми, и матрица \mathbf{G} невырожденная. Поэтому решением системы (6.17) будет

$$\delta \mathbf{s} = \mathbf{G}^{-1} \delta \mathbf{P}, \quad (6.19)$$

где \mathbf{G}^{-1} – обратная матрица.

Квадрат погрешности определения МП при этом равен

$$\delta s^2 = \text{tr}\{\delta \mathbf{s} \delta \mathbf{s}^T\} = \text{tr}\left\{\mathbf{G}^{-1} \delta \mathbf{P} \delta \mathbf{P}^T (\mathbf{G}^{-1})^T\right\}, \quad (6.20)$$

где $\text{tr}\{\cdot\}$ – оператор вычисления следа матрицы; T – оператор транспонирования.

Усредняя (6.20) по ошибкам $\delta P_1, \delta P_2, \delta P_3$, окончательно получим для СКО погрешности определения МП

$$\sigma_{\text{МП}} = \left[\text{tr}\left\{\mathbf{G}^{-1} \mathbf{K} (\mathbf{G}^{-1})^T\right\} \right]^{1/2} = \left[\text{tr}\{\mathbf{K} \mathbf{\Gamma}\} \right]^{1/2}, \quad (6.21)$$

где $\mathbf{K} = \langle \delta \mathbf{P} \delta \mathbf{P}^T \rangle$ – корреляционная матрица ошибок измерения РНП; $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{G}^{-1} (\mathbf{G}^{-1})^T$ – квадрат обратной матрицы градиентов.

В случае некоррелированных и одинаковых по точности измерений РНП последнее выражение упростится

$$\sigma_{\text{МП}} = \mathbf{\Gamma} \sigma_P, \quad (6.22)$$

где σ_P – СКО измерений РНП; $\mathbf{\Gamma}$ – геометрический фактор

$$\mathbf{\Gamma} = \left[\text{tr}\{\mathbf{\Gamma}\} \right]^{1/2}. \quad (6.23)$$

Относительно выбора расположения РНТ в общем случае замечание, сделанное в конце предыдущего раздела, остается справедливым: РНТ стараются установить в зоне обслуживания таким образом, чтобы уменьшить в данной области пространства геометрический фактор $\mathbf{\Gamma}$.

6.3. Зона обслуживания угломерно-дальномерной системы

В качестве примера использования полученных результатов найдем погрешность определения МП для угломерно-дальномерной системы.

Как было сказано выше, в угломерно-дальномерной системе осуществляется одновременное измерение дальности R , полярного угла θ и азимута φ . Поверхности положения, соответствующие этим РНП, взаимно ортогональны в любой точке пространства. Следовательно, ортогональными будут и градиенты

$$\begin{aligned} \text{grad } R &= \frac{x\hat{\mathbf{x}} + y\hat{\mathbf{y}} + z\hat{\mathbf{z}}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}, & |\text{grad } R| &= 1; \\ \text{grad } \theta &= \frac{zx\hat{\mathbf{x}} + zy\hat{\mathbf{y}} - (x^2 + y^2)\hat{\mathbf{z}}}{\sqrt{x^2 + y^2} \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}, & |\text{grad } \theta| &= \frac{1}{R}; \\ \text{grad } \varphi &= \frac{-y\hat{\mathbf{x}} + x\hat{\mathbf{y}}}{x^2 + y^2}, & |\text{grad } \varphi| &= \frac{1}{R \sin \theta}. \end{aligned} \quad (6.24)$$

Поэтому матрица Γ будет иметь диагональный вид

$$\Gamma = \text{diag}(1, R^2, R^2 \sin^2 \theta). \quad (6.25)$$

Следовательно, СКО погрешности определения МП

$$\sigma_{\text{МП}} = \left[\sigma_R^2 + \sigma_\theta^2 R^2 + \sigma_\varphi^2 R^2 \sin^2 \theta \right]^{1/2}. \quad (6.26)$$

Зоной обслуживания (действия) в радионавигации называется область пространства, где погрешность определения МП не превышает допустимого значения. Если максимальная погрешность определения МП равна σ_{max} , то зоне обслуживания будут принадлежать все точки, в которых $\sigma_{\text{МП}} \delta \leq \sigma_{\text{max}}$. Отсюда можно определить размеры зоны обслуживания. В частности, для угломерно-дальномерной системы можно вычислить максимальную протяженность зоны обслуживания по дальности

$$R_{\text{max}} \leq \left[\frac{\sigma_{\text{max}}^2 - \sigma_R^2}{\sigma_\theta^2 + \sigma_\varphi^2 \sin^2 \theta} \right]^{1/2}. \quad (6.27)$$

Параметр R_{max} не следует путать с максимальной дальностью действия РНС или дальностью прямой видимости.

Библиографический список

1. *Беляевский Л. С., Новиков В. С., Олянюк П. В.* Основы радионавигации: Учебник для вузов ГА. М.: Транспорт, 1982. 288 с.
2. *Олянюк П. В., Астафьев Г. П., Грачев В. В.* Радионавигационные устройства и системы гражданской авиации: Учебник для вузов ГА. М.: Транспорт, 1983. 320 с.
3. *Верещака А. И., Олянюк П. В.* Авиационное оборудование: Учебник для вузов. М.: Транспорт, 1996. 344 с.
4. *Бакулев П. А., Сосновский А. А.* Радиолокационные и радионавигационные системы: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1994. 296 с.
5. *Сосновский А. А., Хаймович И. А.* Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов: Справочник. М.: Транспорт, 1987. 256 с.
6. *Авиационная радионавигация: Справочник / А. А. Сосновский, И. А. Хаймович, Э. А. Лутин, И. Б. Максимов; Под ред. А. А. Сосновского.* М.: Транспорт, 1990. 264 с.
7. *Белавин О. В.* Основы радионавигации. М.: Сов. радио, 1967. 471 с.
8. *Сосновский А. А., Хаймович И. А.* Радиоустройства навигационных и посадочных комплексов самолетов. М.: Транспорт, 1977. 216 с.
9. *Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В. С. Шебшаевич, П. П. Дмитриев, Н. В. Иванцевич и др.; Под ред. В. С. Шебшаевича.* 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1993. 408 с.
10. *Васильев В. Г.* Радиовысотомер малых высот: Метод. указ./ ЛИАП. Л., 1987. 35 с.
11. *Васильев В. Г., Кречетов А. Д.* Доплеровский измеритель скорости и угла сноса: Метод. указ./ ЛИАП. Л., 1988. 48 с.
12. *Васильев В. Г., Кречетов А. Д.* Автоматический радиокompас: Метод. указ./ ЛИАП. Л., 1988. 48 с.

Оглавление

Введение	3
1. Элементы общей теории и физические основы радионавигации	5
1.1. Системы координат, используемые в радионавигации	5
1.2. Методы определения МП объектов	6
1.3. Физические принципы радионавигации	8
2. Влияние околоземного пространства на работу РНС	10
2.1. Дальность действия РНС	10
2.2. Особенности распространения радиоволн в навигационном пространстве	11
3. Методы измерения дальности в радионавигации	25
3.1. Фазовый метод измерения дальности	26
3.2. Частотный метод измерения дальности	29
3.3. Временной (импульсный) метод измерения дальности	34
4. Методы измерения скорости в РНС	38
4.1. Метод измерения скорости на основе эффекта Доплера	38
4.2. Корреляционный метод измерения скорости	41
5. Радионавигационные методы углометрии	43
5.1. Одноканальные методы углометрии	43
5.2. Многоканальные методы углометрии	47
6. Применение радиотехнических методов для решения навигационных задач	58
6.1. Позиционные способы определения МП	59
6.2. Ошибки определения МП объектов	61
6.3. Зона обслуживания угломерно-дальномерной системы	66
Библиографический список	68

Учебное издание

Монаков Андрей Алексеевич

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ
ОСНОВЫ РАДИОНАВИГАЦИИ

Учебное пособие

Редактор *А. Г. Ларионова*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Сдано в набор 14.10.02. Подписано к печати 17.12.02. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 4,06. Усл. кр.-отг. 4,5. Уч.-изд. л. 3,67. Тираж 150 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел
Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки
Отдел оперативной полиграфии
СПбГУАП

190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67