

Министерство высшего и среднего  
специального образования РСФСР

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ИНСТИТУТ АВИАЦИОННОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

# Фазовые методы измерения дальности

Учебное пособие  
для подготовки к выполнению лабораторной работы

Ленинград  
1989

Составители : Маковецкий П.В., Олянюк В.П.

Приведены сведения из теории для подготовки студентов к выполнению лабораторной работы «Фазовые методы измерения дальности». Рассмотрен фазовый метод измерения дальности и особенности его применения в современных радионавигационных системах. Основное внимание уделено радионавигационной системе СДВ – диапазона «Омега», рекомендованной ИКАО для решения задач судовождения в глобальном масштабе.

Рекомендовано для самостоятельной и научно – исследовательской работы студентов всех форм обучения по специальности «Радиотехника».

Подготовлено к публикации кафедрой радиотехнических систем по рекомендации секции РТС.

Ленинградский институт  
авиационного приборостроения  
/ ЛИАП / , 1989

Воспроизведено по оригиналу: Андронников В.Б.  
Графика и компьютерная вёрстка: Романова М.Я.  
2002 г.

<b>1. ФАЗОВЫЕ ДАЛЬНОМЕРНЫЕ СИСТЕМЫ .....</b>	<b>4</b>
1.1. Физические основы фазового метода измерения дальности. Одночастотный метод .....	4
1.2 Недостатки идеализированной схемы и способы их преодоления.....	9
1.3. Многочастотный фазовый метод.....	14
1.4. Классификация фазовых систем .....	20
1.4.2 Разностно – дальномерная система .....	22
1.4.3 Квазидальномерные системы .....	23
1.4.4 Стандартная система .....	24
1.4.5 Дифференциальная система .....	24
1.4.6 Квазидифференциальная система.....	25
1.4.7 Адаптивная система .....	26
1.4.8 Фазовые разностно – дальномерные системы. Анализ погрешностей измерений.....	26
1.4.8.1 Измерение на частоте биений .....	30
1.4.8.2 Измерение на частотах модуляции .....	31
1.4.8.3 Точность измерений .....	32
1.4.8.4 Влияние характера распространения радиоволн на работу системы .....	34
1.5 Основные сведения о радиоавигационной системе «Омега» .....	35
1.5.1 Наземные опорные станции.....	35
1.5.2 Формат сигналов.....	35
1.5.3 Принципы функционирования опорных станций. ....	38
1.5.4 Бортовая аппаратура.....	41
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	44

## 1. ФАЗОВЫЕ ДАЛЬНОМЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

### 1.1. Физические основы фазового метода измерения дальности. Одночастотный метод

Фазовая радиолокационная система (РЛС) измеряет дальность или угол на основе измерений фазы.

Рассмотрим сначала идеализированный случай. В свободном пространстве имеется один единственный отражатель и фазовая РЛС (рис. 1.1). Передатчик излучает синусоидальное немодулированное колебание частоты  $f_0$  с текущей фазой

$$\varphi_{\text{прд}} = 2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_0 \quad (1.1)$$

Сигнал отражается от цели А (или ретранслируется ответчиком цели и поступает в приёмник (рис. 1.1,а) с фазой

$$\varphi_{\text{прм}} = 2\pi \cdot f_0 \cdot (t - t_R) + \varphi_0 + \Delta\varphi, \quad (1.2)$$

где  $\Delta\varphi$  - сдвиг фазы при отражении от цели (обычно весьма близок к  $180^\circ$  и соответствует известному из оптики явлению «потери полволны при отражении»). В дальнейшем мы будем полагать его известным и учтённым в начальной градуировке (что вполне доступно в наиболее важном для практики случае ретранслятора).

Главное свойство отражённого сигнала, используемое в измерениях, - его запаздывание относительно зондирующего (рис. 1.1,б) на время  $t_R$  в пути до цели А и обратно

$$t_R = 2R/c.$$

Передаваемое и принимаемое колебания поступают на фазометр ФМ, измеряющий разность между ними

$$\theta' = \varphi_{\text{прд}} - \varphi_{\text{прм}} = 2\pi \cdot f_0 \cdot t_R - \Delta\varphi = (4\pi \cdot f_0 \cdot R/c) - \Delta\varphi. \quad (1.3)$$

Отбрасывая  $\Delta\varphi$ , учтённое в градуировке, получаем уравнение

$$\theta = 4\pi \cdot f_0 \cdot R/c = 4\pi \cdot R/\lambda, \quad (1.4)$$

связывающее измеряемую разность фаз  $\theta$  с интересующим нас параметром - дальностью  $R$ . Зависимость  $\theta = f(R)$  - линейна. Это прямая (рис. 1.2), проходящая через начало координат с крутизной  $4\pi/\lambda$ .

Точность измерений определяется этой крутизной

$$\frac{d\theta}{dR} = \frac{\theta}{R} = \frac{4\pi}{\lambda}. \quad (1.5)$$

Из формулы следует, что одному обороту стрелки фазометра  $\theta_{\text{max}} = 2\pi$  соответствует отрезок дальности

$$R_{\text{max}} = \frac{\lambda}{2}. \quad (1.6)$$

Если, например,  $\lambda = 10$  м, то  $R_{\text{max}} = 5$  м, и при точности отсчёта  $\Delta\theta = 1^\circ$  точность отсчёта дальности  $\Delta R = 5/360 \approx 1,4$  см. Таким образом, инструментальная точность фазового метода измерения дальности является наивысшей. Однако это достигается за счёт потери однозначности измерений.

Казалось бы, в силу линейности функции (1.4), измерения крайне просты: любой дальности  $R$  соответствует определённое значение  $\theta$ , одно и только одно. Однако дело осложняется тем, что излучаемая синусоидальная функция периодична (с периодом  $T$ ), в результате чего отражённый сигнал, сдвинутый относительно зондирующего на  $t_R$ , ничем не отличается от сдвинутого от  $T + t_R$ ,  $2T + t_R$ ,  $3T + t_R$  и т. д.

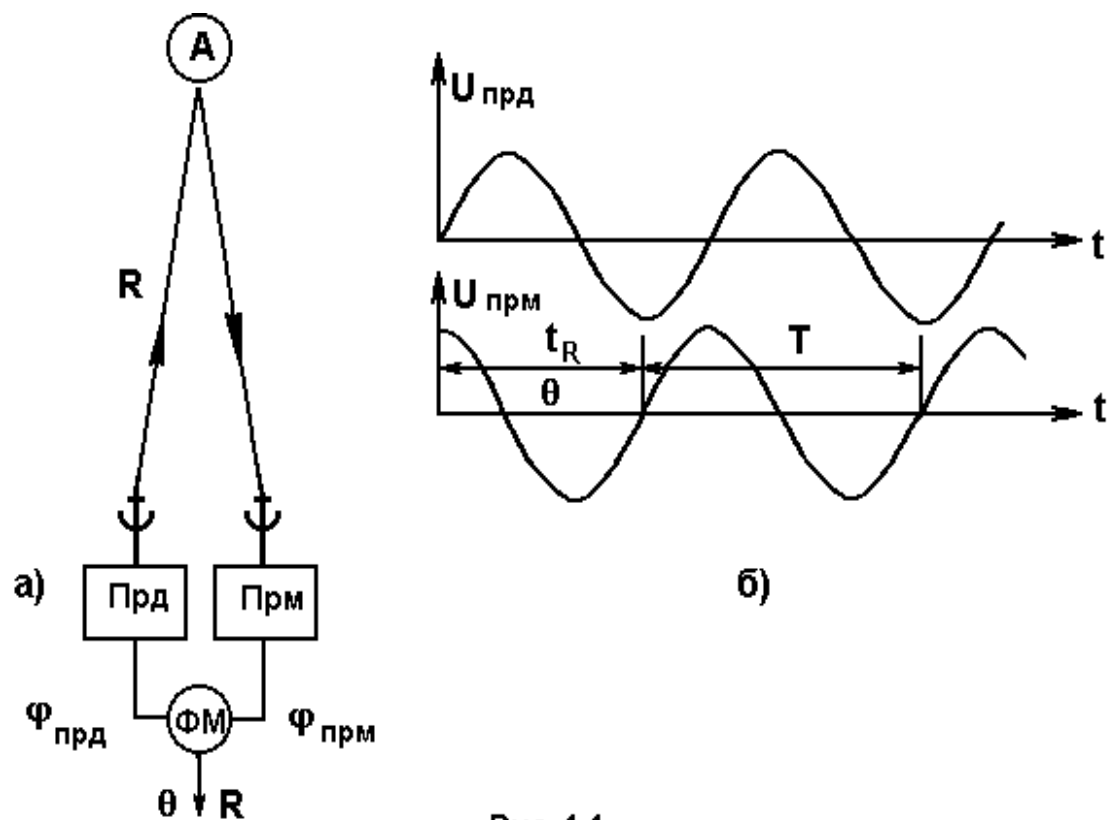


Рис. 1.1

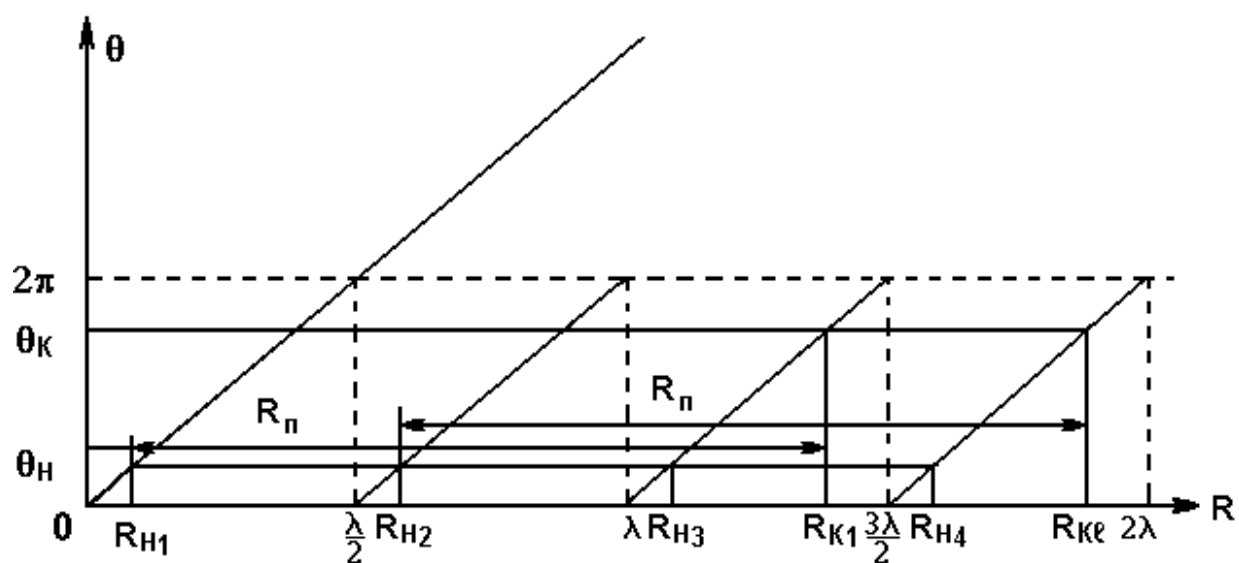


Рис. 1.2

Кроме того, шкала фазометра, как всякая круговая шкала, содержит в себе  $360^\circ$  и угол  $K = 360^\circ + X^\circ$  ( $K = 0, 1, 2, 3 \dots$ ) индицируется как  $x^\circ$ . В результате, если мы, ничего не зная о дальности цели, посмотрим на показания фазометра и увидим их равными  $\theta_H$  (рис. 1.2), то это будет означать, что дальность цели равна либо  $R_{H1}$ , либо  $R_{H2}$ , либо  $R_{H3}$  и т. д. Таким образом, измерениям дальности присуща много-

значность. В дальнейшем мы познакомимся с методами её устранения. Рассмотрим возможности её измерений.

Из-за неоднозначности фазовый метод пригоден для непосредственного измерения дальности только при условии наличия априорной информации

$$R_{\max} \leq \frac{\lambda}{2}. \quad (1.7)$$

Выбирая длину волны в соответствии с (1.7), можно обеспечить однозначное измерение любой дальности. Однако, если, например,  $R_{\max} = 300$  км, то для этого необходима  $\lambda = 600$  км. Это соответствует очень низкой несущей частоте ( $f_0 = 500$  Гц) и малой эффективности излучения антенны приемлемых размеров (эффективно излучающий полуволновой диполь имеет размеры  $\lambda/2 = 300$  км, а остронаправленное излучение возможно только с помощью антенны, по размерам соизмеримой с земным шаром). Кроме того, инструментальная точность измерения оказывается умеренной, так как на каждый градус шкалы фазометра приходится 0,8 км дальности.

Основное достоинство одночастотной фазовой системы – возможность измерения не самой дальности, а приращения дальности за время наблюдения. Допустим, мы начали наблюдать за показаниями фазометра в момент, когда он показывал  $\theta_H$  (рис. 1.2). Пусть показания его растут (это значит, что растёт дальность, т.е. цель удаляется). Когда показания достигнут  $2\pi$  (что неотличимо от нуля) и вновь начнут расти от нуля, мы должны запомнить, что был переход показаний через нуль. Продолжая наблюдения и подсчитывая число переходов через нуль –  $N$ , мы в момент, когда конечное показание фазометра равно  $\theta_K$ , можем определить, что дальность цели возросла на

$$R_{\Pi} = (N + \frac{\theta_K - \theta_H}{2\pi}) \cdot \frac{\lambda}{2}. \quad (1.8)$$

Полная дальность до цели

$$R = R_0 + R_{\Pi}, \quad (1.9)$$

где  $R_0$  – начальная дальность, которую мы должны знать из априорной информации от другого источника.

На рис. 1.2 показан случай, когда  $N = 2$ . Мы не знаем начальной дальности  $R_0$ . Если  $R_0 = R_1$ , то за время наблюдения цель отодвинулась на  $R_{\Pi}$  и оказалась на

$$R = R_1 + R_{\Pi} = R_{K1}.$$

Если же  $R_0 = R_2$ , то дальность в конце наблюдения равна

$$R = R_2 + R_{\Pi} = R_{K2}.$$

Подсчёт числа переходов через нуль  $N$  можно поручить электронному счётчику. Поскольку дальность цели может как увеличиваться, так и уменьшаться, счётчик должен быть реверсивным. Каждый оборот счётчика согласно (1.6) означает приращение дальности на  $\lambda/2$ .

При постоянной радиальной скорости цели  $V_R$

$$N = M \cdot t,$$

где  $M$  – число оборотов в секунду,  $V_R = M \cdot \lambda/2$ , откуда

$$M = \frac{2 V_R}{\lambda}. \quad (1.10)$$

С другой стороны, дифференцируя (1.3) по времени, имеем

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\phi_{\text{прд}}}{dt} - \frac{d\phi_{\text{прм}}}{dt} = \frac{4\pi \cdot f_0}{c} \cdot \frac{dR}{dt}. \quad (1.11)$$

По определению

$$\frac{dR}{dt} = V_R ; \quad \frac{d\varphi_{np\partial}}{dt} = \omega_0 ; \quad \frac{d\varphi_{npм}}{dt} = \omega_{npм} .$$

Обозначим производную от разности фаз  $\theta$  как разностную частоту  $\Omega_D$ . Согласно (1.11) имеем:

$$\Omega_D = \omega_0 - \omega_{npм} = \frac{4\pi \cdot f_0}{c} \cdot V_R . \quad (1.12)$$

Разделив все три частоты равенства на  $2\pi$ , переходим от круговой частоты к частоте в герцах

$$F_D = f_0 - f_{npм} = \frac{2 \cdot f_0 \cdot V_R}{c} . \quad (1.13)$$

Итак, принимаемая частота  $f_{npм}$  отличается от передаваемой  $f_0$  на величину  $F_D$ , пропорциональную радиальной скорости  $V_R$ . Величина  $F_D$  называется доплеровской частотой

$$F_D = \frac{2 \cdot f_0 \cdot V_R}{c} = \frac{2V_R}{\lambda} . \quad (1.14)$$

Сравнивая (1.14) с (1.10), видим, что число оборотов стрелки фазометра в секунду есть доплеровская частота

$$M = F_D \quad (1.15)$$

Таким образом, мы установили непосредственную связь между показаниями фазометра, пропорциональными дальности, и показаниями частотомера, пропорциональными скорости. Очевидно, что

$$R(t) = R_0 + \int_0^t V_R dt = R_0 + \int_0^t \frac{M \cdot \lambda}{2} dt , \quad (1.16)$$

т.е. текущую дальность можно вычислить как сумму начальной дальности и интеграла от скорости за время наблюдения.

Начальная дальность  $R_0$  может быть заранее известна из геодезических измерений. Тогда, включив счётчик числа фазовых циклов  $N$  в момент старта, мы в состоянии измерять текущую дальность  $R$ , прибавляя к  $R_0$  текущее приращение дальности. Счётчик  $N$  является интегратором (сумматором для числа  $M$ , характеризующего скорость цели.

Главным измерительным устройством схемы является фазометр. Число разработанных фазометров велико [3, 4, 5]. Здесь мы рассмотрим два вида: аналоговый электронно – лучевой (рис. 1.3) и цифровой (рис. 1.4).

Используемый в исследуемой лабораторной установке электронно – лучевой фазометр имеет кольцевую развёртку, которая создаётся с помощью опорного (передаваемого) синусоидального напряжения, разделяемого с помощью фазового сдвига ( $\pi / 2$ ) на два ортогональных, подаваемых на две пары отклоняющих пластин. Таким образом, на  $360^\circ$  экрана приходится  $360^\circ$  фазового сдвига, что соответствует расстоянию  $\lambda / 2$ . С помощью ограничителя, дифференцирующей цепи и нормализатора создаются импульсы 3 и 4, соответствующие переходам через нуль (в положительном направлении) опорного и отражённого синусоидальных колебаний. Сумма 5 последовательностей импульсов 3 и 4 подаётся на подсвет луча. При этом импульсы 3 создают яркую точку – нуль дальности, а 4 – позволяют измерять дальность.

В цифровом фазометре формирующие каскады ФК1 и ФК2 также преобразуют переходы через нуль опорной  $U_0$  и отражённой  $U_1$  синусоид в серии импульсов,

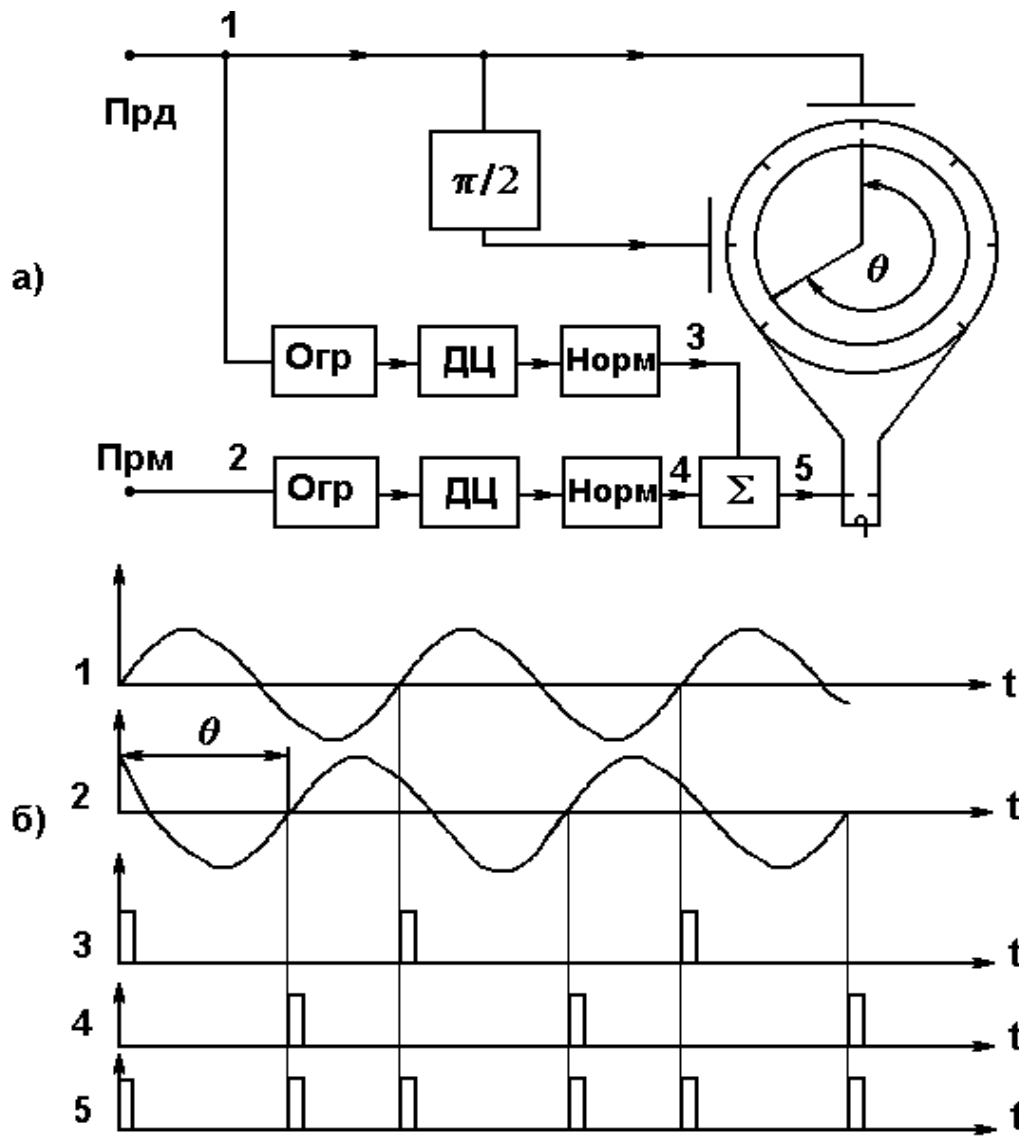


Рис. 1.3

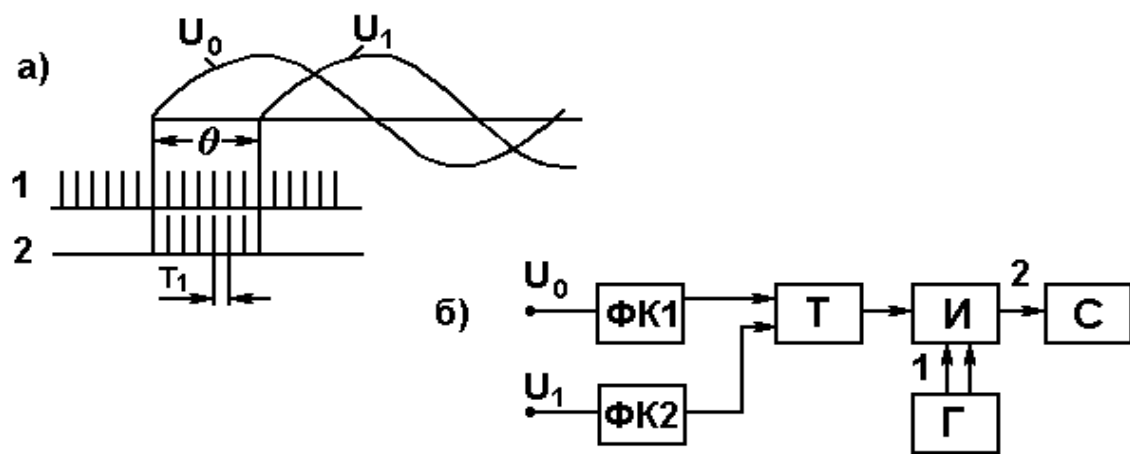


Рис. 1.4



управляющих триггером Т. Длительность импульса триггера определяется фазовым сдвигом  $\theta$  (дальностью). На схему И поступают импульсы триггера и импульсы 1 эталонного генератора Г. На выходе 2 появляется результат совпадения, поступающий на счётчик С. Результат счёта  $N$  пропорционален  $\theta$  и, следовательно, дальности. Период следования импульсов эталонного генератора

$$T_1 = \frac{2 \partial R}{c},$$

где  $\partial R$  - элементарный отрезок (квант) дальности. Тогда

$$R = N \cdot T_1 = (2 N/c) \cdot \partial R$$

Чем меньше и стабильнее  $T_1$ , тем выше инструментальная точность измерений. Дисперсия инструментальной ошибки, связанная с дискретностью квантов, как известно, равна [ 7 ]

$$\sigma_R^2 = \frac{\partial R^2}{12}.$$

## 1.2 Недостатки идеализированной схемы и способы их преодоления

Разрешающая способность по дальности в общем случае определяется шириной пика автокорреляционной функции на оси времени, которая обратно пропорциональна ширине спектра сигнала.

В первом приближении

$$\Delta R = \frac{c}{2 \Delta f}. \quad (1.17)$$

В случае простого сигнала длительность  $\tau$  и ширина спектра связаны простым соотношением  $\tau \cdot \Delta f = 1$ , в результате (1.17) можно переписать в виде

$$\Delta R = \frac{c}{2 \Delta f} = \frac{c \cdot \tau}{2}. \quad (1.18)$$

Поскольку у монохроматического сигнала  $\Delta f \rightarrow 0$  и  $\tau \rightarrow \infty$ , то

$$\Delta R = \infty, \quad (1.19)$$

т.е. разрешающая способность по дальности у фазовой системы отсутствует (бесконечно плоха). В самом деле, при сколь угодно большом расстоянии между двумя целями отражённые сигналы от них перекрываются, поскольку их длина  $\tau \rightarrow \infty$  (две бесконечно длинных синусоиды частоты  $f_0$  всегда перекрываются во времени и поэтому складываются, давая результирующую синусоиду той же частоты, по которой невозможно судить о количестве синусоид, из которых она получилась).

Разрешающая способность по частоте равна ширине спектра, и для монохроматического колебания  $\Delta F_d = \Delta f = 0$ .

Разрешающая способность по скорости в соответствии с формулой (1.14)

$$\Delta V_R = \frac{\lambda \Delta F_d}{2} = \frac{\lambda \Delta f}{2} = 0,$$

т.е. наилучшая из всех возможных.

Тело неопределённости монохроматического сигнала представлено на рис. 1.5. Это бесконечно длинное и бесконечно тонкое лезвие ножа постоянной высоты, расположенное вдоль оси  $\tau$  в плоскости  $F = 0$ . Его поперечное сечение вдоль оси  $F$  является дельта-функцией, что и обеспечивает бесконечно хорошее

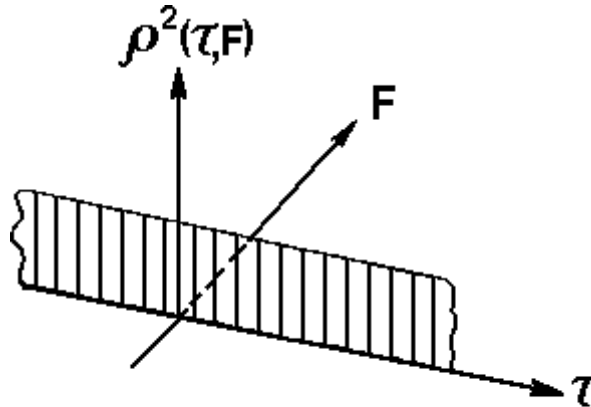


Рис. 1.5

разрешение по частоте (скорости).

На практике разрешение по частоте тоже ограничено в первую очередь тем, что при обзоре пространства острым лучом время прохождения луча по цели конечно, и поэтому отражённый сигнал имеет вид отрезка синусоиды ограниченной длины  $\tau_1$ . Это равносильно работе импульсным сигналом (весьма длинным). При этом разрешающая способность по дальности  $\Delta R < \infty$ , однако она ещё слишком плоха, чтобы быть использованной.

Ширина спектра такого сигнала тоже не бесконечно мала, она имеет величину порядка  $1/\tau_1$ . Некоторое расширение спектра имеет место также из-за неточности цели. Если различные точки цели движутся относительно РЛС с различными радиальными скоростями, то они дают различные доплеровские сдвиги, и это ведёт к размытости спектра. На временной оси это ведёт к флуктуации мгновенного значения сигнала во времени и обычно трактуется как флуктуации эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели.

Отсутствие разрешающей способности по дальности означает не только невозможность различить две неподвижные цели, но и ошибочность результатов измерения дальности. На рис. 1.6 показана векторная диаграмма, где  $\varphi_{\text{прд}}$  – фаза вектора опорного сигнала, поступающего на фазометр от передатчика,  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  – фазы сигналов, отражённых от двух целей и поступающих на фазометр от приёмника. Дальность цели 1 определяется разностью фаз  $\theta_1$  (без учёта возможных неоднозначностей), цели 2 – разностью фаз  $\theta_2$ .

Однако две синусоиды одинаковой частоты, поступая на вход приёмника с фазами  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , складываются и дают одну синусоиду той же частоты с фазой  $\varphi_{\Sigma}$ , отличной от  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  и не позволяющей определить отдельно  $\theta_1$  и  $\theta_2$ . Разность фаз для этой синусоиды  $\theta_{\Sigma}$  отличается от  $\theta_1$  и  $\theta_2$  и не соответствует дальности ни той, ни другой цели.

На рис. 1.6 показан случай, когда  $U_2 \ll U_1$ , т.е. вторая цель меньше первой по эффективной площади рассеяния (ЭПР). В зависимости от дальности цели 2

вектор  $U_2$  может занимать различное положение (угол  $\theta_2$  - от  $0^\circ$  до  $360^\circ$ ). Это влияет на вектор  $U_\Sigma$  и его фазу  $\theta_\Sigma$ , которая может занимать положение от  $\theta_{\Sigma\min}$  до  $\theta_{\Sigma\max}$ . Если ЭПР цели 2 очень мала, то  $\theta_{\Sigma\min}$  и  $\theta_{\Sigma\max}$  мало отличаются от  $\theta_1$ ,

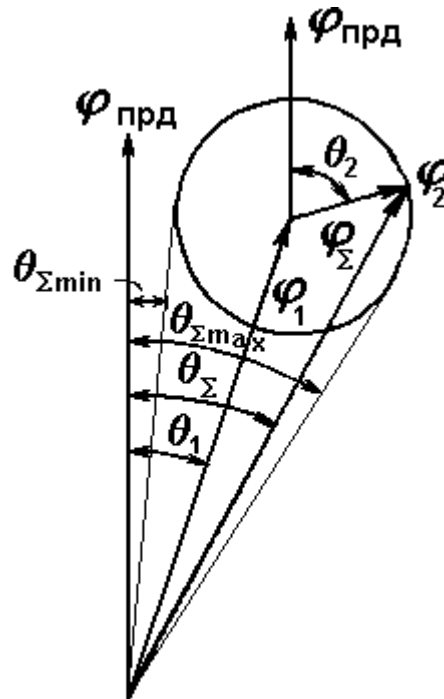


Рис. 1.6

и измерения дальности цели 1 возможны.

Если цель 2 движется, то вектор  $U_2$  вращается с доплеровской частотой, а вектор  $U_1$  качается между  $\theta_{\Sigma\min}$  и  $\theta_{\Sigma\max}$  с той же частотой.

Закон качания вектора  $U_\Sigma$  не совпадает с законом качания маятника. Полезно проследить за изменениями этого закона по мере изменения соотношения между  $U_2$  и  $U_1$ .

Пусть амплитуда сигнала  $U_1$ , отражённого от неподвижной цели, постоянна, а сигнала  $U_2$ , отражённого от движущейся цели, растёт. Это возможно, если цель 2 приближается. Главный эффект – вращение вектора  $U_2$  с доплеровской частотой, второй по значению – увеличение его модуля. На рис. 1.7 отображены соответственно неподвижная  $U_1$  и движущаяся  $U_2$  цели рисунка 1.6 (в уменьшенном масштабе, окружность А). С приближением цели 2 радиус окружности, описываемой вектором  $U_2$ , увеличивается (рис. 1.7, окружности А, В, С, D, Е).

Вместе с этим увеличивается и размах колебаний суммарного вектора  $\bar{U}_\Sigma = \bar{U}_1 + \bar{U}_2$ :

от  $\theta_A$  для случая А, до  $\theta_B$  для В и до  $\theta_C = 180^\circ$  для С, т.е. для случая, когда  $U_2 = U_1$ .

Пусть для конкретности вектор  $U_2$  вращается по часовой стрелке и равномерно ( $V_R = \text{const}$ ). Тогда из положения 2 в положение 3 он переходит за пол-оборота, в обратном порядке – аналогично. Однако суммарный вектор из крайнего левого положения 1 переходит в крайнее правое 4 за время большее, чем пол-оборота, потому что дуга 1-2-3-4 > 2-3. Из крайнего правого положения 4 в крайнее левое 1 суммарный вектор переходит быстрее: за время, меньшее, чем пол-оборота (дуга

4-5-1 меньше дуги 1-2-3-3). Итак, «маятник» качается ассиметрично во времени: вправо – медленно, влево – быстрее. Эта ассиметрия возрастает с увеличением  $U_2$ . Например, в случае В дуга 1-2-3-4 длиннее дуги 4-1 почти втрое. Наконец,

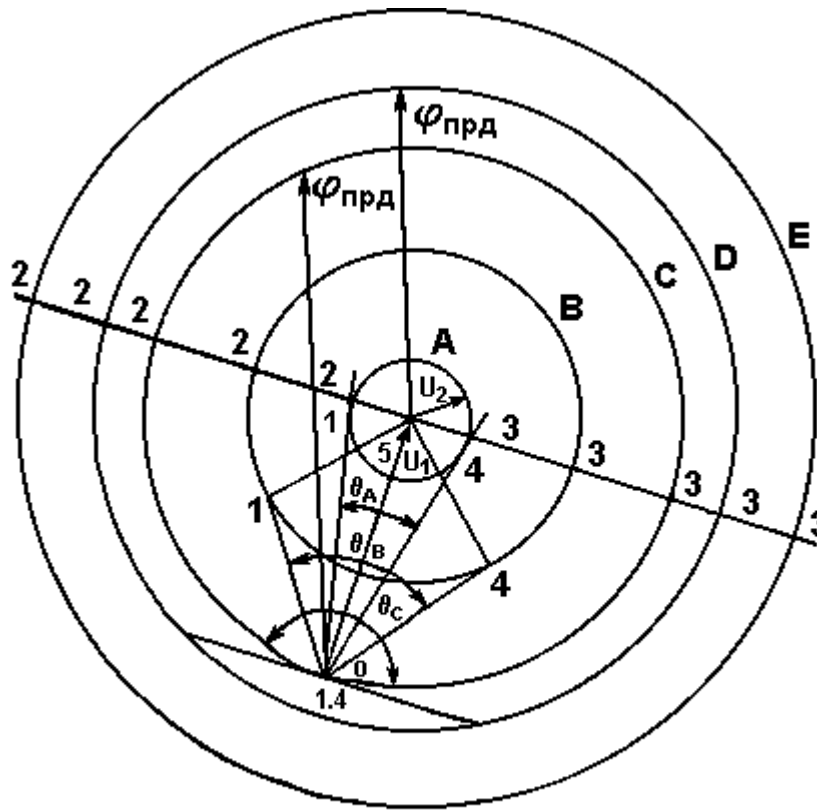


Рис. 1.7

при  $U_2 = U_1$  (случай С) «маятник»  $U_2$  идёт слева направо практически в течение всего оборота вектора  $U_2$ , а справа налево возвращается скачком, мгновенно.

Упомянутая неравномерность качания вектора неправильно отражает движение цели, приближающейся равномерно. Это сильно осложняет измерение дальности приближающейся цели в пределах одного оборота вектора  $U_2$ , хотя и не мешает подсчитывать целое число оборотов  $U_2$  (качаний  $U_\Sigma$ ), т.е. перемещение цели с точностью до  $\lambda/2$ .

С дальнейшим приближением цели вместо неравенства  $U_2 \leq U_1$  наступает  $U_2 > U_1$  (случай D и E), что качественно меняет поведение вектора  $U_\Sigma$ : он прекращает качание и начинает вращение. Сначала оно неравномерно, но при  $U_2 \gg U_1$  неравномерность сглаживается, так как эксцентricность окружности относительно центра O, равная  $U_1$ , становится пренебрежимо малой по сравнению с радиусом окружности  $U_2$ . Тогда наличием неподвижной цели можно пренебречь, и измерения скорости и приращения дальности становятся возможными не только по целым числам оборотов (счётчиком), но и внутри оборота – по его долям (фазометром).

Обычно, однако, сигнал неподвижной цели больше сигнала движущейся, поскольку он составляется из всех сигналов, отражённых от местных предметов: холмов, домов, сооружений. В силу того, что он составлен из множества сигналов, отражённых от объектов, находящихся на разных дальностях, фаза его случайна и не отображает никакой реальной дальности. В принципе этот сигнал не мешает

измерению перемещения движущейся цели по методу подсчёта числа “качаний маятника” (доплеровской частоты). Однако на практике он так велик, что перегружает приёмник, отчего более слабый сигнал движущейся цели подавляется. На самом деле положение может быть ещё хуже, если местные предметы не абсолютно неподвижны. Лес, кустарник и даже трава, покрывающая неподвижный холм, при наличии ветра оказываются движущимися целями. В этом случае результирующий вектор сигнала местных предметов беспорядочно вращается или колеблется, и измерение дальности и скорости движущейся цели фазовым методом оказывается невозможным. Правда, если цель движется существенно быстрее местных предметов, то возможна частотная селекция её сигнала избирательным фильтром, но это будут не фазовые, а частотные измерения, изучаемые в другом месте.

Главным недостатком рассматриваемого упрощённого фазового метода является проникновение зондирующего сигнала из передающей антенны непосредственно в приёмную (через боковые лепестки диаграмм направленности). Мощность прямого сигнала передатчика на много порядков (в  $10^{10} - 10^{20}$  раз) выше мощности сигнала, отражённого от цели. Во времени оба сигнала перекрываются (в силу непрерывности излучения). Поэтому должная изоляция приёмной антенны от прямого сигнала практически недостижима ни экранировкой антенн друг от друга, ни разнесом их на десятки и сотни метров. Проникающий в приёмник зондирующий сигнал равносильен сигналу, отражённому от очень крупного местного предмета, и приводит к перегрузке приёмника.

Радикальным способом борьбы с этим недостатком является разнос работы передатчика и приёмника по частоте. Чтобы частота сигнала, идущего от цели, существенно отличалась от частоты сигнала, падающего на цель, необходимо наличие на цели преобразования частоты (рис. 1.8). Это означает, что измерения могут вестись только по своему объекту, позволяющему поставить на его борт

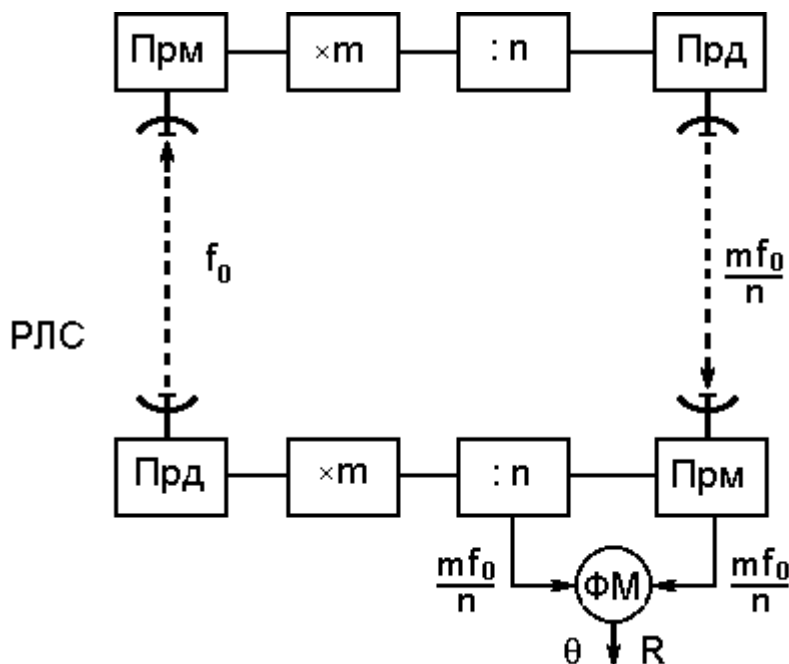


Рис. 1.8

преобразователь.

Бортовая аппаратура состоит из приёмной и передающей антенн, приёмника и передатчика и преобразователя частоты. Простейшим преобразователем мог бы

послужить умножитель частоты (удвоитель, утроитель и т.д.) Однако на практике он не пригоден, так как мощный передатчик РЛС обычно нелинеен и поэтому, помимо основного колебания частоты  $f_0$ , генерирует высшие гармоники  $2f_0$ ,  $3f_0$  и т.д. В результате удвоенная на борту частота, поступая на вход приёмника РЛС, образует со второй гармоникой передатчика РЛС, также поступающей через боковые лепестки на вход приёмника РЛС, систему, рассмотренную выше, не избавляя её от недостатков.

Для полной развязки передатчика и приёмника коэффициент преобразования частоты должен быть таким, чтобы в спектре передатчика преобразованная частота отсутствовала. Иными словами, он не должен быть целым числом. Поэтому в преобразователе обычно стоит умножитель на  $m$  и делитель на  $n$ , благодаря чему частота умножается на дробное число  $m/n$ .

То же самое происходит и с частотой опорного колебания передатчика, т. е. на оба входа фазометра ФМ поступают колебания одинаковой частоты  $f_1 = m f_0 / n$  (частота сравнения). Это обеспечивает постоянство показаний фазометра при постоянстве расстояния до цели (и переменность при движущейся цели). Поскольку сравнение фаз двух колебаний в фазометре производится не на излучаемой частоте  $f_0$ , а на преобразованной  $f_1$ , то, в соответствии с формулой (1.4), градуировка шкалы определяется следующим образом:

$$\theta = \frac{4\pi f_1 R}{c} = \frac{4\pi m f_0 R}{n c}. \quad (1.20)$$

Дополнительные фазовые сдвиги, которые могут получиться в РЛС и бортовом ответчике (из-за наличия умножителей и делителей), либо взаимно компенсируются, либо могут быть учтены в градуировке заранее.

Ответчик одновременно может отвечать только одной РЛС, т.е. обладает единичной пропускной способностью, что является достаточным при измерении дальности до ИСЗ.

Другой недостаток фазового метода – многозначность отсчёта дальности – устраняется переходом к многочастотным методам, рассматриваемым в следующем параграфе.

### 1.3. Многочастотный фазовый метод

Допустим, что три фазовых РЛС излучают три синусоидальных колебания с частотами  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_3$  (рис. 1.9). Пусть  $f_1 = 1.5$  кГц,  $f_2 = 10 f_1 = 15$  кГц,  $f_3 = 100 f_1 = 150$  кГц ( $\lambda_1 = 200$  км,  $\lambda_2 = 20$  км,  $\lambda_3 = 2$  км). Тогда, согласно формуле (1.7)

$$R_{\text{MAX}} \leq \lambda / 2,$$

область однозначных измерений на каждой из волн

$$R_{1\text{MAX}} = \lambda_1 / 2 = 100 \text{ км}; R_{2\text{MAX}} = 10 \text{ км}; R_{3\text{MAX}} = 1 \text{ км}.$$

Пусть требуется диапазон однозначных измерений  $R_{\text{MAX}} = 100$  км. Тогда первая РЛС измеряет его однозначно, хотя и неточно. Если инструментальная погрешность всех трёх фазометров составляет  $1^\circ$ , то на первом фазометре это будет составлять  $\Delta R_1 = 100 / 360 \approx 0.3$  км, на втором фазометре погрешность

будет меньше:  $\Delta R_2 = \Delta R_1 / 10 \approx 0.03$  км. Однако второй фазометр измеряет дальность неоднозначно: полной дальности  $R_{MAX} = 100$  км соответствует один оборот стрелки первого фазометра и десять оборотов второго. Аналогично точность третьего фазометра  $\Delta R_3 \approx 0,003$  км = 3 м, однако всей дальности  $R_{MAX}$  соответствует сто оборотов стрелки третьего фазометра.

Мы получили трёхканальный измеритель, инструментальная точность которого определяется самой точной шкалой, а диапазон измерений – самой грубой. Свойства его легко понять на примере знакомого всем трёхшкального измерителя – часов. Самый грубый фазометр аналогичен часовой стрелке, более точный – минутной, самый точный – секундной ( правда с другими количественными соотношениями: вместо 1 : 12 : 720 – 1 : 10 : 100). Если на часах имеется только часовая стрелка, то время в пределах  $t_{1max} = 12$  часов измеряется однозначно, но грубо. Если на часах имеется только минутная стрелка, то время измеряется в 12 раз точнее, но только в пределах  $t_{2max} = 1$  час; мы знаем время с точностью до минуты, но не знаем, которому часу принадлежат эти минуты. Если имеются обе стрелки, то минутная обеспечивает точность, а часовая указывает, какому часу принадлежат эти минуты в пределах 12 (или иногда 24 ) часов, т. е. разрешает неоднозначность. Строго говоря, в общем случае, для полного разрешения возможных неоднозначностей на часах должны быть суточная, месячная, годовая, вековая и т. д. стрелки. Однако на практике в этом нет необходимости, так как суточные, месячные и др. неоднозначности разрешаются с помощью календаря, а вековые – с помощью априорной информации о дне рождения и продолжительности жизни (не позволяющей ошибиться в ответе на вопрос, какой сегодня век). Аналогично, если априорно известно, что в данной обстановке дальность не может быть больше  $R_{MAX} = 100$  км, то нет необходимости и в шкалах 1000 км и более.

Казалось бы, в промежуточном фазометре нет особой необходимости, так как третий фазометр обеспечивает высокую точность, а первый – разрешает неоднозначности. В принципе это верно, однако на практике не всегда приемлемо: для того, чтобы неоднозначности разрешались надёжно, необходимо, чтобы погрешность грубой шкалы –  $\Delta R_1$  была меньше ёмкости точной –  $R_{3MAX}$ . Часы без минутной стрелки пригодны для употребления, но при условии, что погрешность показаний часовой стрелки не превосходит  $1/(12 \cdot 60) = 1/720$  доли от полного оборота (по часовой стрелке можно определить и часы, и минуты). Обычно это недостижимо и, кроме того, неудобно, так как требует 720 – ричной системы счисления вместо 12 – и 60 – ричной.

Важным требованием ко всем трём частотам является их жёсткая связь: все частоты должны быть получены не от независимых источников, а от одного – с помощью деления или умножения частоты. Если это не так, то возможно “плавание” начала одной шкалы относительно другой. При жёсткой связи начало шкалы первого фазометра соответствует 0, 100, 200 и т. д. км, второго – 0,10,20,30,... км, третьего – 0,1,2,3,4,5...92...км. Если, однако, частота третьего канала ушла бы на 1% на повышение, то начало его шкалы соответствовало бы 0; 1.01; 2.02; 3.03; ... 92.92 ...ед., т.е. истинное положение цели, находящейся на 92 км, отличалось бы от наблюдаемого почти на 1 км, что обесценивало бы третью шкалу на больших дальностях.

То же верно и для часов: все три стрелки должны приводиться в движение от единого источника, скорости их должны быть жёстко связаны целыми числами, что и обеспечивается зубчатыми передачами. Если бы каждая стрелка

приводилась в движение от своего маятника, то их показания постепенно разошлись бы так, что стали бы противоречить друг другу (если в момент, когда минутная стрелка показывает 0 минут, часовая показывает 3.5 часа, то такие показания правильно интерпретировать невозможно).

Из изложенного выше следует, что каждый новый канал повышает точность системы на порядок. Увеличит ли точность четвёртый, пятый и т. д. каналы?

Действительно, инструментальная погрешность с каждым новым каналом уменьшается: на один градус шкалы приходится всё меньший отрезок дальности. Однако существует методическая погрешность, которая зависит не от инструмента, а от метода. Как следует из формулы (1.4)

$$\theta = \frac{4\pi f_0 R}{c},$$

т.е. метод измерения  $\theta$  и  $R$  состоит в измерении запаздывания отражённого сигнала относительно зондирующего. Это запаздывание определяется скоростью радиоволн  $C$ . Точность знания  $C$  и ограничит методическую точность измерений.

Скорость радиоволн в воздухе известна с точностью до 5-го знака (дальнейшее повышение точности требует знания метеоусловий по всей трассе радиолуча). Если трёхчастотный метод в нашем примере давал погрешность 3 м на 100 км, т. е. относительная погрешность равна  $3 \cdot 10^{-5}$ , то добавление 4-го канала (с инструментальной погрешностью 0.3 м на  $1^\circ$  фазы) делает инструментальную погрешность ( $3 \cdot 10^{-6}$ ) уже меньше погрешности методической ( $\Delta c / c = 10^{-5}$ ). Дальнейшее увеличение числа каналов оказывается бесполезным, так как погрешность меньше  $10^{-5}$  уже не может быть достигнута.

Скорость радиоволн в вакууме (условия в космосе практически соответствуют вакууму) известна с точностью до  $10^{-7}$ . Это означает, что в космических применениях можно для уменьшения инструментальной погрешности применить ещё два дополнительных десятичных канала.

Рассмотренный вариант (рис.1.9) удобен для ознакомления с многочастотным принципом, однако на практике он не применяется. Главным его недостатком является резкое различие в длинах волн разных каналов, что не позволяет излучать их одной общей антенной и приводит к различным условиям распространения. Кроме того, длина волны первого канала такова (сотни километров), что создание остронаправленной антенны практически не осуществимо.

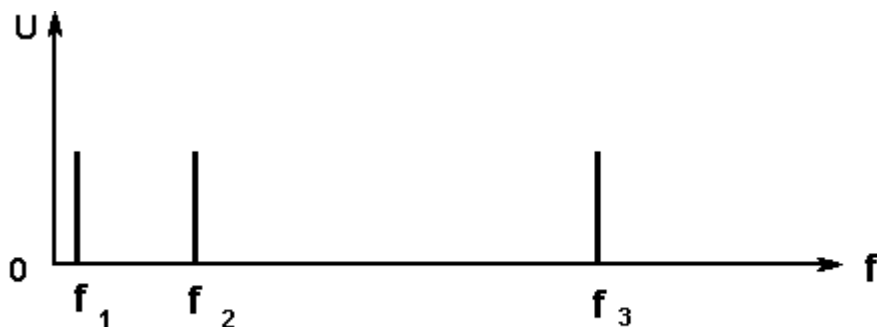


Рис. 1.9



Можно, однако, используя высокие частоты для переноса информации, проводить фазовые измерения на разностных частотах (рис. 1.10). Пусть, как и в предыдущем примере,  $f_1 = 1,5 \cdot 10^3$  Гц,  $f_2 = 1,5 \cdot 10^4$  Гц,  $f_3 = 1,5 \cdot 10^5$  Гц, но излучаются не эти частоты, а

$$\begin{aligned} f_0 &= 10^9 \text{ Гц} \\ f_0 + f_1 &= (10^9 + 1,5 \cdot 10^3) \text{ Гц} \\ f_0 + f_2 &= (10^9 + 1,5 \cdot 10^4) \text{ Гц} \\ f_0 + f_3 &= (10^9 + 1,5 \cdot 10^5) \text{ Гц} \end{aligned}$$

Прежде всего, самая высокая частота  $f_0 + f_3$  отличается от самой низкой  $f_0$

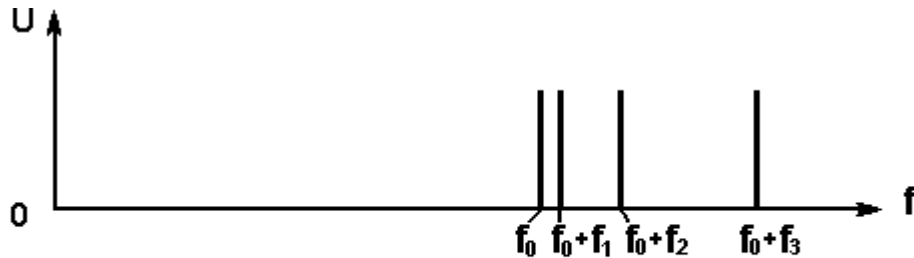


Рис. 1.10

всего лишь в  $(f_0 + f_3) / f_0 = 1 + (150\,000 / 1\,000\,000\,000) = 1,00015$  раз, т.е. на 0,015%, и поэтому все частоты могут излучаться одной антенной, причём умеренных размеров, поскольку  $f_0 = 10^9$  Гц соответствует длине волны  $\lambda = 30$  см.

При работе на разностных частотах фазовые соотношения, нужные для измерения дальности, сохраняются. В самом деле, на каждой из частот  $f_0$  и  $f_0 + f_i$  согласно (1.4)

$$\begin{aligned} \theta_0 &= \frac{4\pi f_0 R}{c}, \\ \theta_i &= \frac{4\pi (f_0 + f_i) R}{c}. \end{aligned}$$

Но тогда разность сдвига фаз

$$\theta_i - \theta_0 = \frac{4\pi R}{c} [(f_0 + f_i) - f_0] = \frac{4\pi R f_i}{c}$$

Таким образом, при измерении разности сдвигов фаз результат соответствует тому, который получился бы, если бы распространялась волна с разностной частотой  $f_i$ . Это позволяет, с одной стороны, использовать достаточно высокий (и удобный для распространения) диапазон частот и, с другой, - обеспечивать любой (удобный для измерений) интервал однозначности.

На рис. 1.11 показана упрощённая трёхканальная схема. Синтезатор частот вырабатывает несущую  $f_0$  и три боковые частоты. После суммирования и усиления все четыре монохроматические колебания излучаются. После отражения (или ретрансляции) все они поступают на приёмную антенну. На нелинейном элементе  $\Delta$  возникают многие комбинационные частоты, в том числе и разностные между  $f_0 + f_1$  и  $f_0$  (частота  $f_1$ ) и т. д. Фильтры  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  и  $\Phi_3$  выделяют эти частоты и подают на входы соответствующих фазометров  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  и  $\theta_3$ . На вторые входы подаются опорные частоты  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_3$ , полученные путём смешения частоты  $f_0$  с другими

частотами синтезатора. В остальном работа схемы и её свойства повторяют описанные выше.

Недостатками схемы являются сложность синтезатора частоты и фильтрации после приёмника : помимо частот  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_3$  на выходе нелинейного элемента

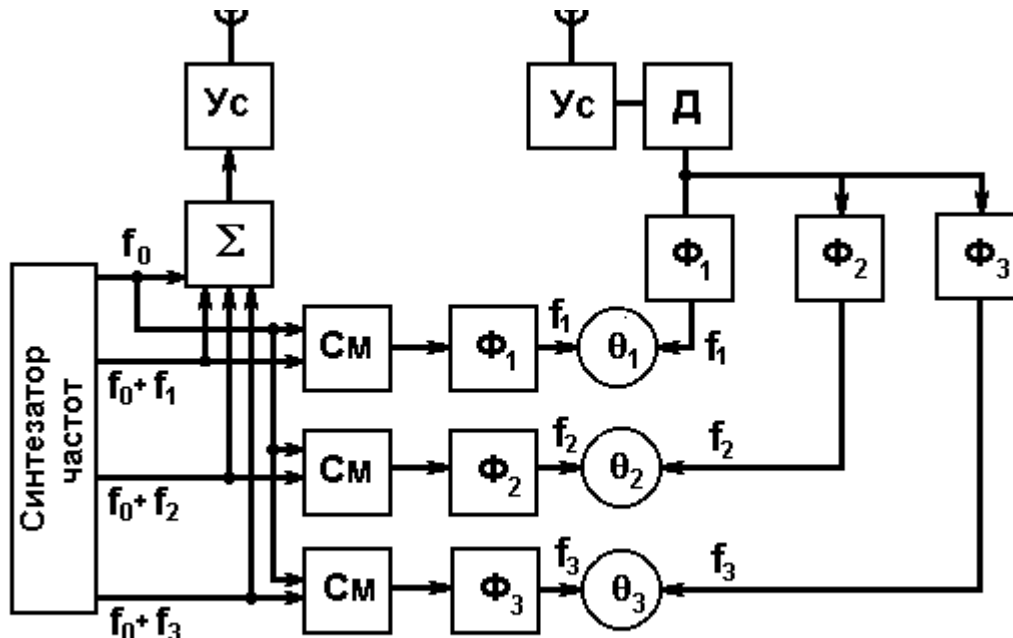


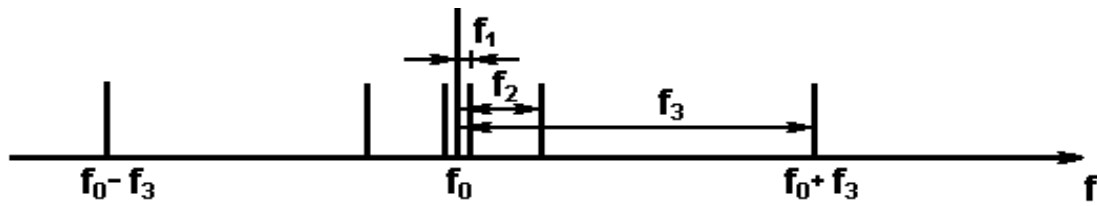
Рис. 1.11

появляются также частоты типа :  $(f_0 + f_3) - (f_0 + f_1) = f_3 - f_1 = (100 - 1) f_1 = 99 f_1$ , которые трудно отфильтровать от  $f_3 = 100 f_1$ .

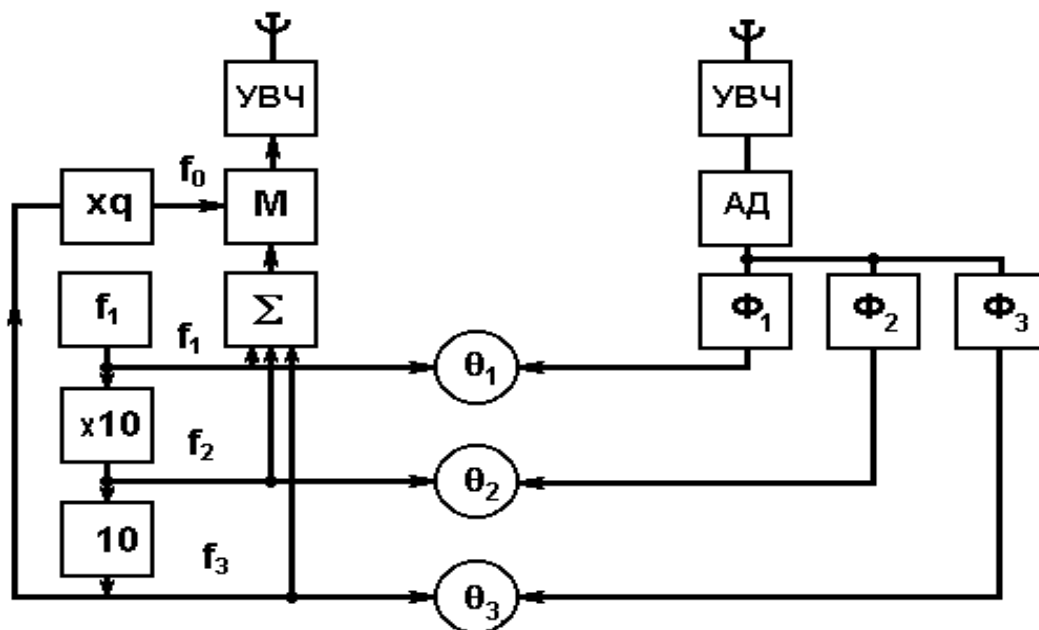
Более простой и поэтому весьма широко распространённой схемой является схема с амплитудной модуляцией (рис. 1.12, 1.13). С помощью умножителей на 10 из стабилизированной частоты  $f_1$  формируются жёстко связанные с ней частоты  $f_2$  и  $f_3$ . После сумматора  $\Sigma$  все три частоты модулируют по амплитуде несущую  $f_0$ , полученную умножением частоты того же стабильного источника  $f_1$ . Спектр зондирующего сигнала (рис. 1.12) состоит из несущей, верхней и нижней боковых полос. Отражённый сигнал в приёмнике детектируется амплитудным детектором АД. После этого каждая из трёх модулирующих частот проходит через свой фильтр  $\Phi_i$  на свой фазометр  $\theta_i$  и сравнивается по фазе со своей опорной частотой  $f_i$ . В упрощённой схеме (рис. 1.13) не показаны цепи, отвечающие за развязку между излучаемыми и принимаемыми частотами. Если это делать с помощью умножителей и делителей, то придётся применить их в каждом канале. Это усложняет ответчик : пришлось бы перед преобразованием отселектировать один канал от другого, а после умножения – вновь их соединить.

Несколько проще выглядит схема ответчика, в котором преобразование частоты осуществляется не умножением, а сдвигом частоты (рис. 1.14). Принятая ответчиком несущая  $f_0$  с модуляцией детектируется. Результаты детектирования  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_3$  фильтруются раздельно узкополосными фильтрами (составляющими по существу гребенчатый фильтр, улучшающий отношение сигнал – шум), затем суммируются и подаются на модуляцию новой несущей  $f_0 + pf_3$ , сдвинутой относительно первоначальной несущей  $f_0$  на  $pf_3$ . Коэффициент умножения  $p$

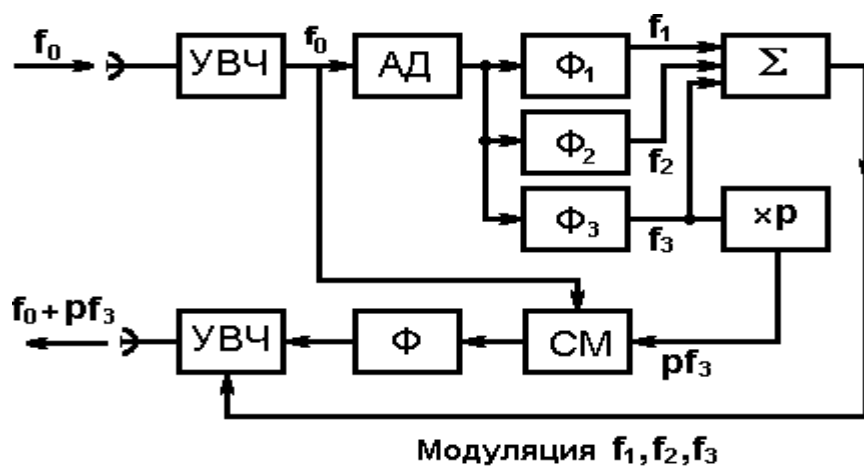
выбирается так, чтобы сдвиг  $\varphi_3$  был достаточным для развязки передачи и приёма. Жёсткие связи между всеми частотами обеспечивают постоянство фазовых сдвигов во всей схеме.



**Рис. 1.12**



**Рис. 1.13**



**Рис. 1.14**

#### 1.4. Классификация фазовых систем

Эксплуатационно – технические характеристики фазовых систем навигации в основном определяются видом навигационного параметра и методом определения поправок на распространение радиоволн. По этим двум признакам удобно классифицировать фазовые системы (рис. 1.15) .

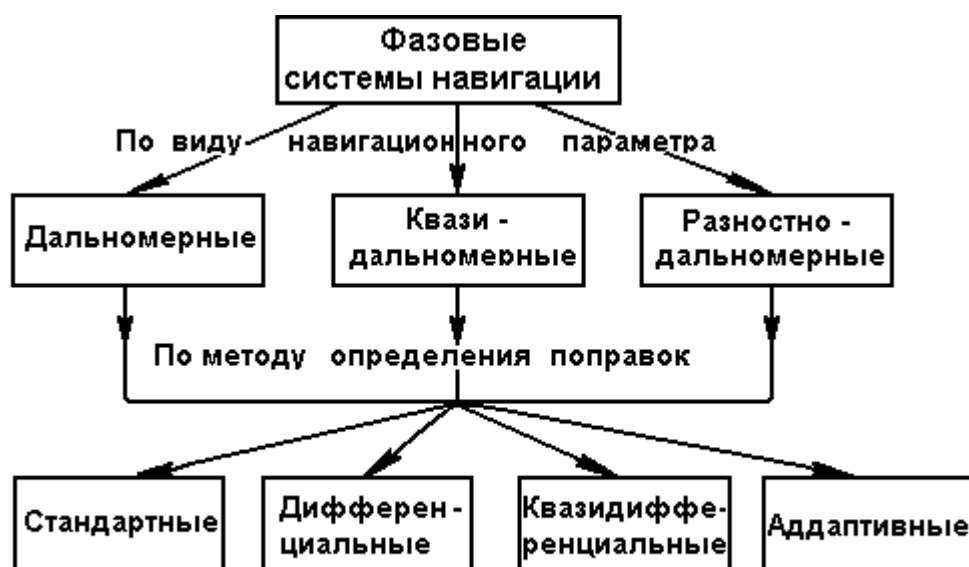


Рис.1.15

По виду навигационного параметра различают системы дальномерные, квазидальномерные и разностно – дальномерные (гиперболические).

По методу определения поправок на распространение радиоволн можно выделить стандартную, дифференциальную, квазидифференциальную и адаптивную системы. Часто системы, различающиеся по методу определения поправок, называют соответствующим режимом работы фазовой радионавигационной системы. Например, дифференциальный режим, адаптивный режим и т. д.

Рассмотрим кратко принципы работы различных вариантов фазовых систем.

##### 1.4.1 Дальномерная система

Дальномерной называется система, в которой навигационный параметр определяется в виде расстояний до так называемых опорных станций.

При этом полагается, что радионавигационное поле создается цепью опорных наземных передающих станций, расположенных в радионавигационных точках – пунктах с известными координатами. Аппаратура потребителя, позволяющая производить определение координат по сигналам опорных станций, называется приёмоиндикатором.

В дальномерной системе для определения местоположения объекта необходимо иметь возможность измерить фазы сигналов не менее чем от двух опорных

станций (рис. 1.16). На рис. 1.17 показаны колебания с частотой  $f_0$ , сформированные на опорных станциях А и В и в точке приёма М (от опорного генератора ОГ). Предположим, что из этих колебаний в моменты перехода их через нуль от отрицательных значений к положительным получены очень короткие импульсы, как показано на рис. 1.17,б (где  $t_{0A}$ ,  $t_{0B}$  и  $t_{0Г}$  - моменты включения опорных

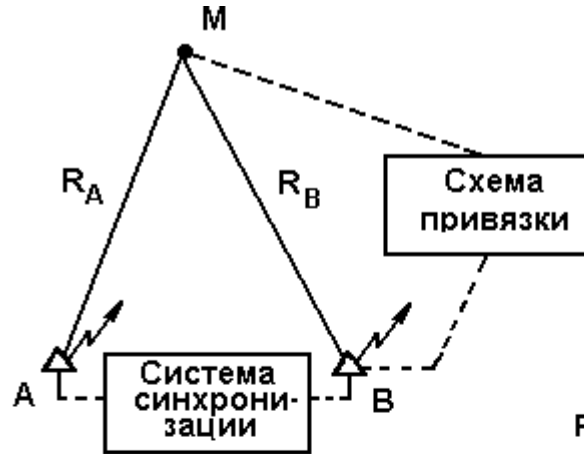


Рис. 1.16

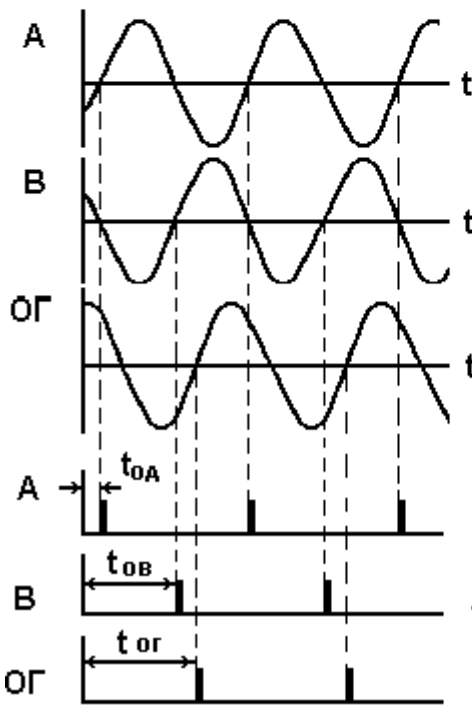


Рис. 1.17,а

Рис. 1.17,б

станций А, В и опорного генератора ОГ в точке М).

Условием получения дальномерных измерений служит совпадение моментов включения опорных станций и опорного генератора

$$t_{0A} = t_{0B} = t_{0Г},$$

что может быть выполнено, если формирование сигналов, несущих информацию о шкале времени опорных станций, установление и поддержание определённого сдвига фаз между ними синхронизовано.

В дальномерной системе с помощью системы синхронизации (рис.1.16) достигается совпадение моментов включения опорных станций ( $t_{0A} = t_{0B} = t_0$ ), а с помощью системы привязки – совпадение моментов включения ОГ и опорных стан-

ций ( $t_{ог} = t_o$ ). В этих условиях измеренные в приёмоиндикаторе (в точке М) фазы сигналов после коррекции их поправками на распространение радиоволн позволяют определить расстояния  $R_A$  и  $R_B$  до опорных станций.

При измерении расстояний линии положения образуют на поверхности Земли окружности с центром в точке размещения станций. Координаты подвижного объекта, расположенного в точке М, определяются пересечением двух окружностей. Расстояния  $R_A$  и  $R_B$  от опорных станций до точки пересечения окружностей, определяющие местоположение объекта, называются круговыми координатами объекта. Погрешность определения расстояния до опорной станции определяется соотношением

$$\Delta R_A = \vartheta_p \frac{\Delta f}{f_0} t,$$

где  $\vartheta_p$  - расчётная (картографическая) фазовая скорость распространения радиоволн для радиотрассы;  $\frac{\Delta f}{f_0}$  - относительная погрешность частоты ОГ;  $t$  - время, прошедшее с момента привязки бортовой шкалы времени.

Так при  $\frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-10}$  и  $\vartheta_p = 3 \cdot 10^5$  км/сек через 10ч. будем иметь погрешность  $\Delta R_A = 1,08$  км, а через 10 суток  $\Delta R_A = 26$  км.

Приемлемые характеристики дальномерной системы могут быть получены при  $\frac{\Delta f}{f_0}$  не хуже  $10^{-11} - 10^{-12}$  в зависимости от объекта и системы привязки.

#### 1.4.2 Разностно – дальномерная система

Разностно – дальномерной называется система, в которой навигационный параметр определяется в виде разности расстояний до опорных станций. Для определения местоположения объекта в разностно – дальномерной системе необходимо измерить разности фаз сигналов до двух пар опорных станций. Поскольку сигнал от одной из станций может использоваться дважды, то минимальное число наземных станций равно трём. При измерении разности расстояний линии положения на поверхности Земли представляют собой гиперболы, проходящие через подвижную точку М (рис. 1.18). Поэтому такие системы часто называют гиперболическими.

Радионавигационные точки, соответствующие размещению опорных станций, являются фокусами этих гипербол. Координаты подвижного объекта (точка М) определяются пересечением двух гипербол. Разности расстояний  $\Delta R_{AB}$  и  $\Delta R_{CB}$ , определяющие местоположение объекта, называются гиперболическими координатами объекта.

Для измерения разности фаз сигналов от опорных станций момент включения опорного генератора не имеет значения, так как он исключается при разностном измерении.

В разностно – дальномерной системе достаточно обеспечить лишь равенство моментов включения станций, сигналы от которых используются при измерении разности фаз, т.е.  $t_{OA} = t_{OB}$  и  $t_{OC} = t_{OB}$ . В системе из трёх опорных станций это требование сводится к необходимости иметь синхронные временные шкалы на станциях, что достигается с помощью системы синхронизации (рис.1.18). Принципиальным отличием этой системы от дальномерной является инвариантность изме-

рений разности фаз относительно момента включения опорного генератора, что значительно упрощает создание системы.

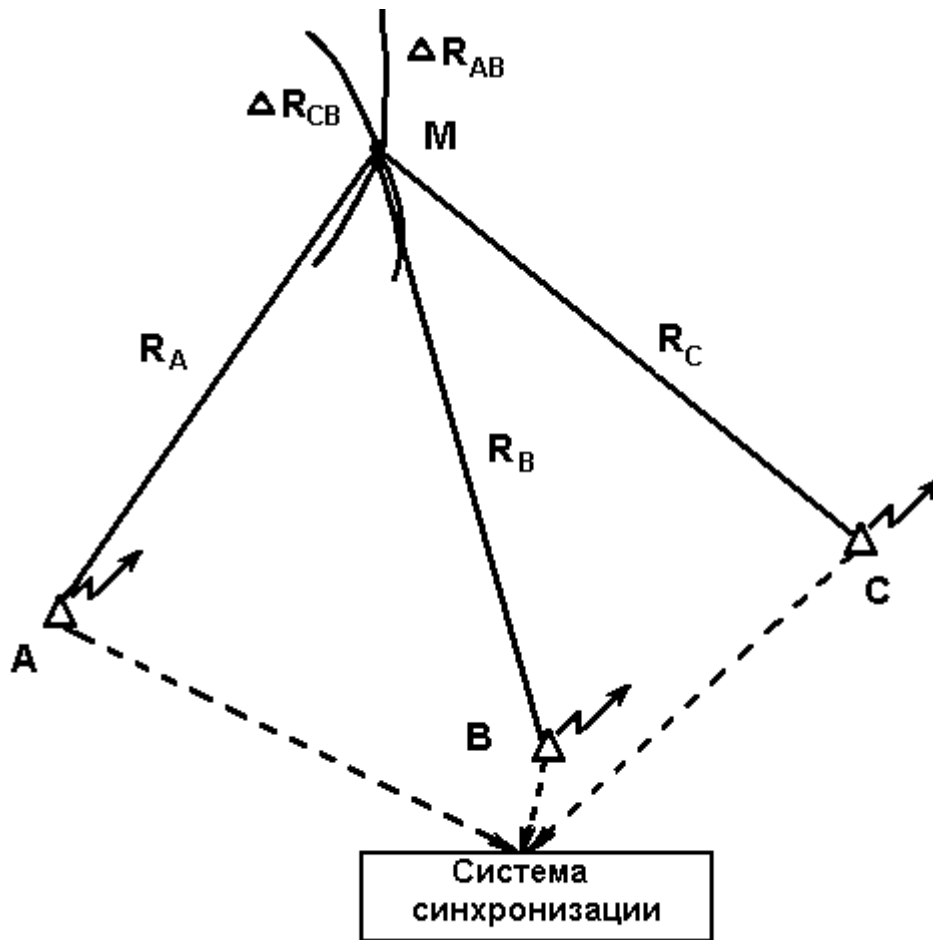


Рис. 1.18

Требования к относительной погрешности генераторов определяются в основном допустимой погрешностью выполнения измерений разности фаз по разнесённым во времени сигналам. Например, при разnose сигналов от разных опорных станций на 10 с. и допустимой погрешности измерений 0,5 мкс из (2.21) получим

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 0,5 \cdot 10^{-7}. \text{ Обычно применяются опорные генераторы с } \frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-7} - 10^{-8}.$$

#### 1.4.3 Квазидальномерные системы

В дальномерной системе с помощью привязки достигается высокая точность определения сдвига бортовой шкалы времени относительно шкалы опорной станции, что обеспечивает определение дальностей. В разностно – дальномерной системе о сдвиге временных шкал ничего не известно, и влияние неопределённости в сдвиге шкал исключается путём перехода к определению навигационного параметра в виде разности расстояний.

Предположим, имеется система, в которой сдвиг временных шкал известен с погрешностью, значение которой находится между малой величиной, что свойственно дальномерной системе, и величиной, равной бесконечности, как в разност-

но – дальномерной системе. В этом случае навигационный параметр будет определяться в виде квазидальности до опорной станции ( дальности с погрешностью, вызванной сдвигом бортовой шкалы относительно шкалы опорной станции).

Система, в которой навигационный параметр определяется в виде квазидальностей до опорных станций, называется квазидальномерной системой.

Погрешность определения местоположения в такой системе при трёх и более опорных станциях ограничена сверху погрешностью разностно – дальномерной системы, а снизу - погрешностью дальномерной системы.

При двух опорных станциях с ростом априорной неопределённости в сдвиге временных шкал погрешность квазидальномерной системы неограниченно возрастает.

В квазидальномерной системе одновременно с оцениванием координат производится уточнение сдвига временных шкал, и такая система эффективна в условиях резко отличающихся погрешностей местоопределения дальномерной и разностно – дальномерной систем.

#### 1.4.4 Стандартная система

Стандартной называется система, в которой поправки на распространение радиоволн прогнозируются на основе математической модели дополнительного фазового набега. Этот вариант определения поправок является основным в фазовых системах СДВ – диапазона.

При построении модели дополнительного фазового набега используются результаты как теории СДВ – распространения, так и экспериментальных исследований (физико – статистический метод построения математических моделей).

#### 1.4.5 Дифференциальная система

Дифференциальной называется система, в которой фактические поправки измеряются на контрольной станции в точке с известными координатами и передаются в реальном масштабе времени на объект.

В дифференциальных системах используются свойства пространственно – временной корреляционной функции погрешностей фазовых измерений. Экспериментально – теоретические исследования показали, что в диапазоне СДВ радиус пространственной корреляции погрешностей по уровню 0,37 составляет несколько тысяч километров, а интервал временной корреляции – порядка нескольких часов. Это позволило создавать дифференциальные системы, в которых коррекция измерений на условия распространения радиоволн производится фактическими поправками.

Поправки  $p_A$  и  $p_B$  с контрольных станций по каналу связи передаются потребителям, что приводит к существенному повышению точности местоопределения по сравнению со стандартной системой на удалениях до нескольких сотен километров от контрольных станций (рис. 1.19).

Платой за повышение точности является некоторое усложнение наземного и бортового оборудования радионавигационной системы. Однако повышение точности измерений оказывается весьма значительным.



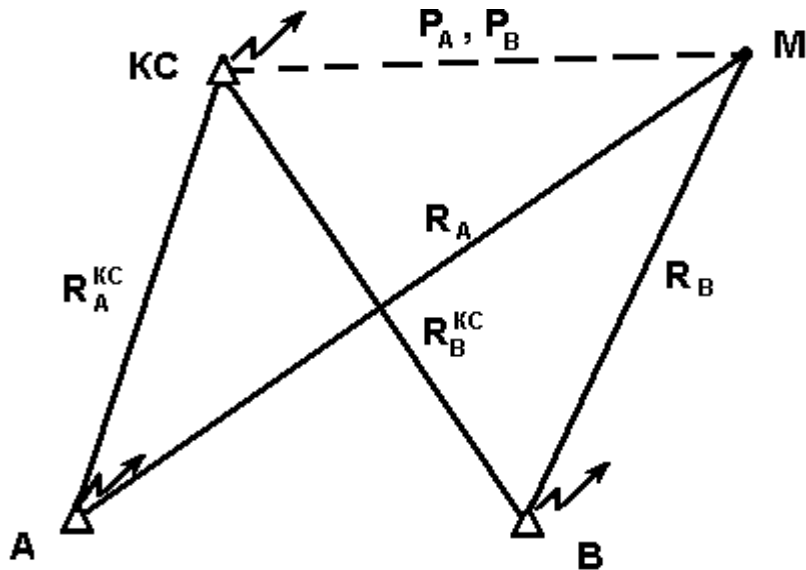


Рис. 1.19

Согласно экспериментальным данным погрешности местоопределения дифференциальной системы равны 0,5 км днём и 1,0 км ночью. На удалениях до 500 км от контрольной станции оптимистическая оценка погрешностей местоопределения составляет 0,2 км. Пессимистическая – 2,6 км, средняя ночная – 1,4 км. Имеются также сведения о том, что погрешность определения линии положения на расстояниях до 540 км не превышает 0,1 км днём и 0,3 км ночью.

#### 1.4.6 Квазидифференциальная система

Квазидифференциальной называется система, в которой фактические поправки измеряются на объекте в точке с известными координатами и используются при последующих навигационных определениях.

Такая система используется при комплексном использовании фазовых радионавигационных систем СДВ – диапазона с другими навигационными средствами, позволяющими эпизодически обеспечивать точность местоопределения значительно более высокую, чем стандартная система. В момент точного местоопределения  $t_0$  по другим навигационным средствам (например, спутниковым) (рис. 1.20) на подвижном объекте (в точке  $M_0$  вычисляются фактические поправки для всех радиотрасс для станций A и B). В этом случае в точке  $M_0$  в момент  $t_0$  на подвижном объекте фактически решается та же задача, что и на контрольной станции дифференциальной системы. В дальнейшем при нахождении объекта в зоне высокой пространственно–временной корреляции (точки  $M_1, M_2, \dots, M_n$ ) коррекция измерений такими поправками позволит повысить точность местоопределения.

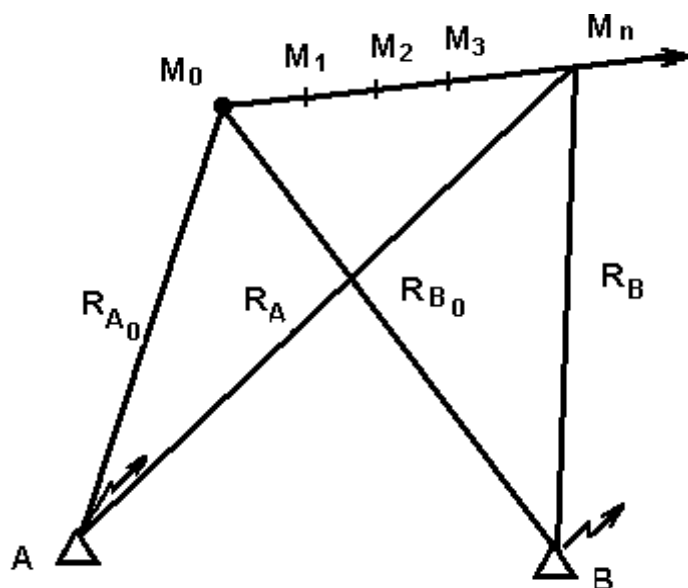


Рис. 1.20

#### 1.4.7 Адаптивная система

Адаптивной называется система, в которой поправки на распространение радиоволн уточняются одновременно с определением координат при нормальном функционировании объекта. Такая система может быть построена лишь при наличии избыточных измерений. В фазовой системе такие измерения могут быть получены :

- по частоте измерения на дополнительных частотах;
- по станциям – количество станций превышает минимальное число, необходимое для оценивания координат;
- по времени – для оценивания координат используются измерения в последовательные моменты времени.

Адаптивная система позволяет эффективно повышать точность местоопределения по сравнению со стандартной в условиях, когда экспериментальные исследования в зоне действия недостаточны для достижения высокой точности прогнозирования поправок на основе математической модели дополнительного фазового набега.

#### 1.4.8 Фазовые разностно – дальномерные системы. Анализ погрешностей измерений

Единичная пропускная способность фазового ответчика позволяет использовать описанные выше системы только для специальных задач, например, при необходимости точного измерения положения в пространстве единичного объекта, например, ИСЗ. Кроме того, недостатком системы является отсутствие на борту данных о своём местоположении; измерения дальности проводятся на Земле.

Фазовая разность – дальномерная система (с одной базой  $R_0$  и одношкальным измерением) показана на рис. 1.21. Сходство её с изученной ранее дальномерной системой (рис.1.8) обнаруживается немедленно, если на рис.1.21 положить  $R_1 = 0$ . Тогда ведущая станция А объединится с бортовой аппаратурой Д и будет соответствовать наземной части рис.1.8, а ведомая станция В – ретранслятору. Схемы оказываются совпадающими (за исключением  $\text{Прм}_1$ , который в случае  $R_1 = 0$  не нужен).

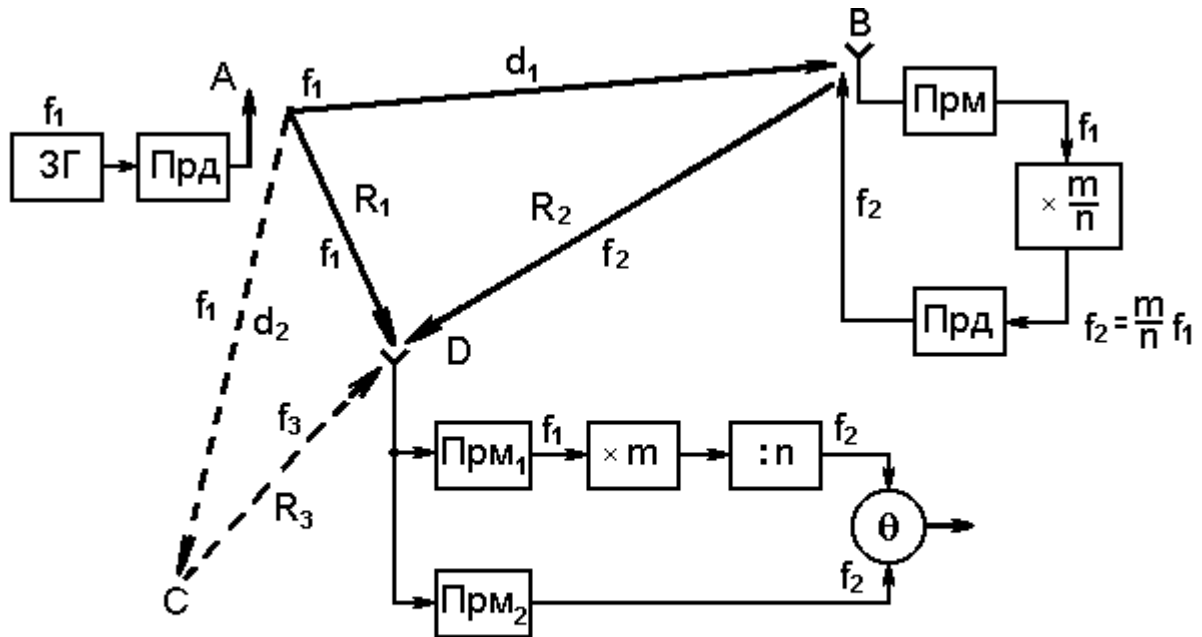


Рис. 1.21

Итак, в точках А и В с известными координатами имеются две станции, излучающие всенаправленно. Станция А является ведущей. Её задача – излучать сигнал, частота которого  $f_1$  стабилизирована задающим генератором ЗГ. Ведомая станция В, отстоящая от ведущей на расстояние (база)  $d_1$ , принимает сигнал ведущей и переизлучает его.

Переизлучаемый сигнал отличается от принимаемого частотой  $f_2$  (для развязки двух станций по частоте). Кроме того, он довольно часто отличается задержкой: в ретрансляторе вводится специальное запаздывание, ежедневно меняемое. Это запаздывание известно всем, кто имеет право пользоваться системой, и неизвестно остальным (для них эта неизвестная задержка приводит к ошибке в пользовании системой). В дальнейшем этим искусственно введённым запаздыванием мы будем пренебрегать (будем полагать его равным нулю).

Сигнал на борт приходит от А по прямой AD и по ломаной ABD. Запаздывание по времени равно для AD и для ABD :

$$t_1 = R_1 / c; \quad t_2 = (d_1 + R_2) / c.$$

На борту измеряется разность запаздывания :

$$\Delta t = t_2 - t_1 = (d_1 + R_2 - R_1) / c.$$

При  $d_1 = \text{const}$   $\Delta t = \text{const}$ , если  $R_2 - R_1 = \text{const}$ . Постоянным показаниям бортового измерителя соответствует линия положения, которая является гиперболой. Каждому значению  $R_2 - R_1$  соответствует своя гипербола. Гиперболы неподвижны

относительно земной поверхности, поскольку неподвижны их фокусы А и В. Гиперболы можно нанести на географическую навигационную карту ( в силу шарообразности Земли на её карте будут нанесены не гиперболы, которые являются плоскими кривыми, а линии пересечения гиперболоидов с шаром). Гиперболы пронумерованы пропорционально значению соответствующих  $\Delta t$ . Нулевая гипербола – прямая на продолжении базы в сторону ведомой станции (рис. 1.22), максимальный номер гиперболы – у прямой на продолжении базы в сторону ведущей станции (рис.1.22).

Местоположение может быть найдено как точка пересечения данной гиперболы с гиперболой, принадлежащей другому семейству. Второе семейство гипербол может быть образовано с помощью второй базы  $d_2$  (рис. 1.21).

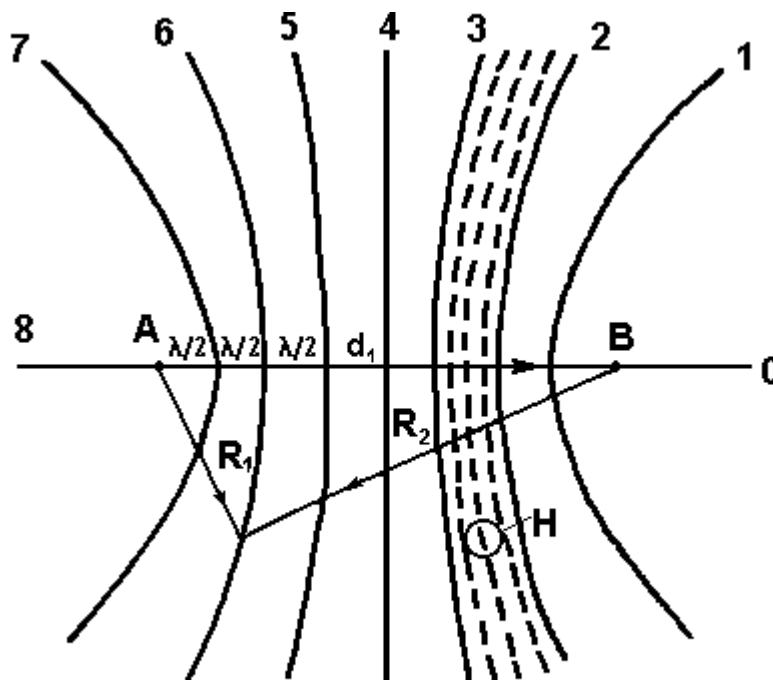


Рис 1.22

Ведущая станция А может быть общей для обеих баз, ведомая С – с новым местоположением. Естественно, для второй базы на борту должен быть второй канал со вторым измерителем.

Разностно – дальномерные системы делятся на несколько видов.

- Импульсные, в которых все сигналы представляют собой короткие импульсы, и измерения ведутся по огибающей и являются временными (типичная импульсная система – Лоран).
- Фазовые, в которых все сигналы являются либо непрерывными, либо длинными, прерываемыми только для временного разделения между отдельными базами. Измерения ведутся по несущей (или связанной с ней частоте сравнения) и являются фазовыми (Декка, Омега).
- Импульсно – фазовые, в которых грубое определение местоположения ведётся на огибающей импульса временными методами, а точнее – на несущей импульса – фазовыми методами (Лоран – С).

В данном параграфе мы познакомимся со свойствами фазовых разностно – дальномерных систем, т.к. именно система этого класса – «Омега» является основной применяемой в настоящее время на практике системой радионавигации.

В простейшем случае, при простой ретрансляции (без преобразования частоты на ведомой станции) имеют место следующие фазовые соотношения. Текущие фазы ведущей и ведомой станций

$$\varphi_A = \omega t ; \varphi_B = \omega t + \alpha - \omega \cdot (\alpha_1 / c) = \omega t + \alpha' ,$$

где  $\alpha = \text{const}$  – сдвиг фазы в цепях ведомой станции.

В точке приёма разность фаз

$$\theta' = \varphi_A' - \varphi_B' = \omega (t - R_1 / c) - \omega (t - R_2 / c) .$$

Если  $\alpha'$  учтено в градуировке, то

$$\theta = (\omega / c) \cdot (R_2 - R_1) , \quad (1.21)$$

откуда разность расстояний

$$\Delta R = R_2 - R_1 = \frac{c}{\omega} \cdot \theta = \frac{c}{2\pi f} \cdot \theta = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \theta . \quad (1.22)$$

Связь  $\theta$  и  $\Delta R$  неоднозначна. Пусть объект движется вдоль базы от ведущей станции к ведомой. Если он переместится на  $\lambda/2$ , то  $R_1$  увеличится на  $\lambda/2$ , а  $R_2$  уменьшится на столько же, т.е.  $\Delta R = R_2 - R_1$  достигнет величины  $\lambda$  и, согласно (1.22)  $\theta = 2\pi$ , т.е. показания фазометра начинают повторяться.

Зона, в пределах которой изменения фазы не превосходят  $2\pi$ , называется фазовой дорожкой. Число фазовых дорожек на данной базе равно числу полуволн, укладывающихся в базу

$$n_1 = 2 \cdot \frac{d_1}{\lambda} . \quad (1.23)$$

На рис. 1.22 показано 8 фазовых дорожек. Ширина дорожки на базе равна  $\lambda/2$ , по мере удаления от базы она расширяется (градиент системы и точность измерений уменьшаются). Если, например,  $d_1 = 100$  км и  $\lambda = 2000$  м, то

$$n_1 = \frac{2 \cdot 100}{2} = 100 \text{ дорожек} .$$

В пределах каждой дорожки можно различить тем больше линий положения (рис. 1.22), чем меньше погрешность измерений фазы  $\Delta\theta$ . Пусть  $\Delta\theta = \pm 1^\circ$ , тогда число различимых линий положения внутри дорожки  $n_2 = 360 / 2 = 180$ , а всего в системе

$$n = n_1 n_2 = \frac{2d}{\lambda} \cdot \frac{360}{2} = 18000 . \quad (1.24)$$

Точность определения линии положения связана с точностью измерений фазы через градиент

$$\delta = \frac{\lambda \Delta\theta}{720 \sin(\frac{\gamma}{2})} , \quad (1.25)$$

где  $\gamma$  - угол, под которым из данной точки видна база.

Если объект находится на базе ( $\gamma = 180^\circ$ ), то для него минимальная :

$$\delta = \frac{\lambda \Delta\theta}{720} . \quad (1.26)$$

С уменьшением  $\Delta\theta$  уменьшается инструментальная погрешность системы: все дорожки системы сужаются, число их возрастает. Однако это увеличивает неоднозначность системы. Способы устранения неоднозначности весьма разнообразны.

Наиболее простой метод разрешения неоднозначностей опирается на использование априорной информации. Источником её являются другие навигационные средства, автономные и неавтономные, например, астрономические. Этот метод пригоден, если априорная ошибка знания места меньше ширины фазовой дорожки (круг Н на рис. 1.22). Этот метод реализуется также при комплексировании двух различных навигационных приборов, один из которых даёт однозначный, но грубый отсчёт, а второй – точный, но не однозначный.

В рамках фазового метода неоднозначность устраняется методом непрерывного счёта полных фазовых циклов. Перед полётом шкала счётчика устанавливается на число, соответствующее фазовой дорожке места старта (привязка к месту). В дальнейшем счётчик регистрирует каждое последующее изменение фазы на  $2\pi$ . Счётчик должен быть реверсивным, так как при сложном маршруте показания счётчика могут как возрастать, так и убывать. Итак, по счётчику определяется номер дорожки, а по фазометру – линии положения в пределах фазовой дорожки. Основным недостатком способа привязки состоит в том, что при случайном перерыве в работе индикатора однозначность отсчёта не может быть восстановлена. Устройство памяти, моделирующее закон изменения фазы, который был до срыва работы, не даёт полного устранения ошибки.

Основным и наиболее надёжным методом устранения многозначности является многошкальность. Шкалы разных масштабов могут создаваться либо поочерёдно, либо одновременно.

В принципе дополнительную, менее точную информацию о координатах можно было бы получать на основе измерений на дополнительных, более низких частотах. Однако, эти частоты должны отличаться в несколько раз от основных частот, и их излучение и приём с помощью основного оборудования невозможен. Для излучения и приёма таких сигналов потребовалось бы дополнительное оборудование весьма большого объёма. Поэтому устранение неоднозначности путём использования колебаний более низких несущих частот на практике не получило применения.

Более целесообразно с точки зрения простоты технической реализации устранение неоднозначности путём использования излучений двух достаточно близких частот, с помощью которых осуществляется определение линий положения на частоте биений этих излучений, т. е. на их разностной частоте.

#### 1.4.8.1 Измерение на частоте биений

Предположим, что измерения вначале осуществляются на частоте  $f_1$ , которой соответствует длина волны  $\lambda_1$  и разность фаз

$$\theta_1 = \frac{2\pi \Delta R}{\lambda_1} = \frac{2\pi f_1 \Delta R}{c}.$$

Далее измерения проводятся на частоте  $f_2$ , которой соответствует длина волны  $\lambda_2$  и разность фаз

$$\theta_2 = \frac{2\pi \Delta R}{\lambda_2} = \frac{2\pi f_2 \Delta R}{c}.$$

Затем измеряется разность измеренных разностей фаз

$$\theta_1 - \theta_2 = \Delta R \cdot 2\pi \cdot (f_1 - f_2) / c.$$

Таким образом, разность разностей фаз, измеренных на двух частотах  $f_1$  и  $f_2$ , пропорциональна разности этих частот. Сами по себе значения частот  $f_1$  и  $f_2$  могут быть большими, однако, если выбрать их разность малой, то фазовая дорожка, соответствующая разностной частоте, будет весьма широкой. В самом деле, подобно тому, как в общем случае частоте  $f$  соответствует длина волны  $\lambda$ , равная  $\lambda = c/f$ , разностной частоте  $f_1 - f_2$  можно сопоставить длину волны

$$\lambda = \frac{c}{f_1 - f_2}.$$

Если  $f_1$  и  $f_2$  близки друг к другу, то  $\lambda$  будет большой. Так как ширина фазовой дорожки равна  $\lambda / 2$ , то отсюда следует, что область однозначных измерений на разностной частоте может быть получена весьма широкой.

Описанный метод устранения неоднозначности является основным и используется в системе навигации “Омега” (1.7).

Приведём численные значения частот, применяемых в этой системе. Кроме колебаний основной частоты  $f_0 = 10,2$  кГц, на которой ведутся точные измерения и формируется фазовая дорожка шириной 15 км, наземные опорные станции излучают также колебания частот  $f_3 = 13,6$  кГц и  $f_2 = 11,33$  кГц, с помощью которых формируются две группы дополнительных фазовых дорожек на разностных частотах  $f_2 - f_0$  и  $f_3 - f_0$ .

Ширина фазовых дорожек на базе при использовании разностных частот  $f_3 - f_0 = 3,4$  кГц и  $f_2 - f_0 = 1,13$  кГц соответственно 44,1 км и 133 км.

#### 1.4.8.2 Измерение на частотах модуляции

Рассмотрим принципы радионавигационных измерений на частотах модуляции. Из – за конечной скорости распространения радиоволн в пространстве возникает задержка не только несущего колебания, но и огибающей модулированного колебания. При излучении амплитудно – модулированного колебания с частотой модуляции  $\Omega$

$$U(t) = U_m (1 + m \cdot \cos \Omega t) \cdot \cos \omega_0 t$$

на удалении  $R$  от излучателя принимаемое колебание имеет вид:

$$U_1(t) = U_{m1} [1 + m \cdot \cos \Omega (t - R / \vartheta_{ГР})] \cdot \cos \omega (t - R / \vartheta_{Ф}),$$

где  $\vartheta_{Ф}$  и  $\vartheta_{ГР}$  – фазовая и групповая скорости радиоволн. Таким образом, в процессе распространения фаза модулирующего колебания изменяется на величину

$$\theta = \Omega R / \vartheta_{ГР} = 2\pi R / \lambda_M,$$

где  $\lambda_M$  – длина волны модулирующего колебания. Измерив фазовый сдвиг огибающей принятого сигнала относительно огибающей излучаемого колебания, можно определить расстояние между точками излучения и приёма.

Измерив фазовый сдвиг между огибающими сигналов, излучаемых из двух наземных точек, можно определить разность расстояний до них. Выбирая частоты модулирующих колебаний достаточно низкими, можно обеспечить формирование фазовых дорожек требуемой для устранения неоднозначности ширины.

Например, в системе “Омега”, в которой используются модулирующие колебания трёх частот  $F_4 = 226,66 \text{ Гц}$ ,  $F_5 = 45,33 \text{ Гц}$ ,  $F_6 = 11,33 \text{ Гц}$ , формируются три наиболее широкие фазовые дорожки, ширина которых составляет соответственно 661, 3310 и 13530 км. Использование всей сети фазовых дорожек обеспечивает точное и однозначное определение координат при полном отсутствии любых других навигационных данных. На практике обычно достаточно вести измерения на основной дорожке и на двух – трёх менее точных дополнительных дорожках.

#### 1.4.8.3 Точность измерений

Рассмотрим причины и слагаемые погрешностей определения координат в фазовых радионавигационных системах.

Наиболее существенное влияние на результаты измерений оказывают погрешности трёх типов:

- методические, обусловленные неточностью прогнозирования фазового набега в точке измерений, т.е. неточностью прогнозирования скорости распространения радиоволн на трассе;
- обусловленные атмосферными помехами;
- аппаратные.

##### Методические погрешности

По характеру и происхождению их можно также разделить на три группы:

а) медленно меняющиеся погрешности прогнозирования средней скорости распространения радиоволн на трассе, обусловленные действием гелиофизических и геофизических процессов крупного масштаба (интервал корреляции которых составляет несколько лет), и погрешности прогнозирования средней скорости распространения, обусловленные дискретностью определения и ввода поправок.

Погрешности определения места, обусловленные медленно изменяющимися флуктуациями скорости распространения радиоволн, могут достигать 8 – 16 км. Существенное уменьшение этих погрешностей достигается путём прогнозирования фазового набега в точке наблюдения. Однако прогнозирование осуществляется не вполне точно и на практике проявляются остаточные погрешности, обусловленные неточностью прогнозирования.

Прогнозируемые значения поправок определяются для каждого часа суток и принимаются одинаковыми в течение полумесячного интервала времени в пределах районов площадью  $4^\circ \times 4^\circ$  по дуге большого круга. Среднее квадратическое значение медленно изменяющейся погрешности прогнозирования может быть оценено по разности табличных значений поправок в соседних районах и лежит в пределах от 0 до 15 сантициклов на 1 тысячу км разнеса точек наблюдения. (Сантициклом принято называть одну сотую часть угла в  $360^\circ$  или  $2\pi$  - радиан. Следовательно, связь между фазовым сдвигом в радианах и в сантициклах выражается формулой

$$\varphi, \text{ рад} = 2 \cdot \pi \cdot 10^{-2} \varphi, \text{ с.ц.}$$

б) Погрешности, обусловленные сравнительно быстрыми флуктуациями дополнительного фазового набега в точке приёма. Интервал временной корреляции этих флуктуаций имеет порядок от нескольких минут до нескольких часов. Причина быстрых флуктуаций фазового набега кроется в случайных



изменениях высоты ионосферы из – за флуктуаций интенсивности ионизирующих излучений и случайных движений ионизованного газа. Интервал пространственной корреляции колебаний высоты изменяется в широких пределах от десятков до тысяч километров. Среднее квадратическое значение быстрых флуктуаций дополнительного фазового набега лежит в пределах от 1 до 9 сантициклов.

в) Погрешности из–за аномалий распространения радиоволн. Основные характеристики этих погрешностей приведены в таблице.

Характеристика	Причины	
	Солнечные вспышки	Излучение солнечных протонов
Смещение линий положения	1,85 – 3,7 км	11,1 – 14,8 км
Продолжительность	Менее 1 ч	2 – 3 дня
Частота появления	7 – 10 в месяц	6 в год

Наибольшее смещение линий положения из–за аномалий распространения составляет 10 – 15 км.

#### Погрешности, обусловленные помехами

Шумовые помехи атмосферного происхождения являются основным видом помех в диапазоне СДВ. В большинстве случаев средние квадратические значения таких погрешностей не превышают 0,5 сантицикла, что приводит к погрешностям определения линий положения порядка 0,1 – 0,2 км. При приёме сигналов на больших удалениях от наземных станций влияние помех сказывается сильнее и соответствующие погрешности могут составлять 0,4 – 0,6 км.

#### Аппаратурные погрешности

Они складываются из погрешностей вследствие искажения сигналов в аппаратуре, погрешностей дискретизации поправок и погрешностей вычислительного характера. Уменьшение этих погрешностей ведёт к усложнению бортовой аппаратуры, однако, при этом увеличивается её стоимость. Поэтому в более совершенных, но зато более дорогих образцах бортовых устройств аппаратурные погрешности невелики и соизмеримы с методическими. Сравнительно дешёвые образцы бортовой аппаратуры обладают погрешностями порядка 10 км. В этом случае аппаратурные погрешности оказываются определяющими. Необходимо отметить, что при решении задач дальней навигации, в частности, при полётах по трансокеанским трассам, погрешности порядка 10 км можно считать допустимыми.

Примерами бортовых устройств, различающихся значениями аппаратурных погрешностей, могут служить бортовые приёмоиндикаторы ONS – VII и MX - 1104 (фирмы Magnox, США).

Первый обеспечивает определение места со средней квадратической погрешностью 6,5 км ( $2\sigma = 13$  км) и удельный вес присущих ему аппаратурных погреш-

ностей весьма велик. Аппаратурные погрешности, свойственные приёмнику МХ – 1104, не превышают методических погрешностей и характеризуются среднеквадратическим значением порядка  $\sigma = 0,6 \text{ км} - 1,5 \text{ км}$  (дневное и ночное значение). В этом приёмнике реализован вариант дифференциальной системы «Омега» с применением калмановской фильтрации измеренных данных.

#### 1.4.8.4 Влияние характера распространения радиоволн на работу системы

На рис. 1.23 показана схема распространения радиоволн в навигационной системе в общем виде. Имеется прямая связь между передатчиком и объектом с помощью так называемой поверхностной волны. На волнах короче 15 м эта волна распространяется практически прямолинейно (правда, нужно учитывать рефракцию). В результате радиус действия системы ограничивается прямой видимостью.

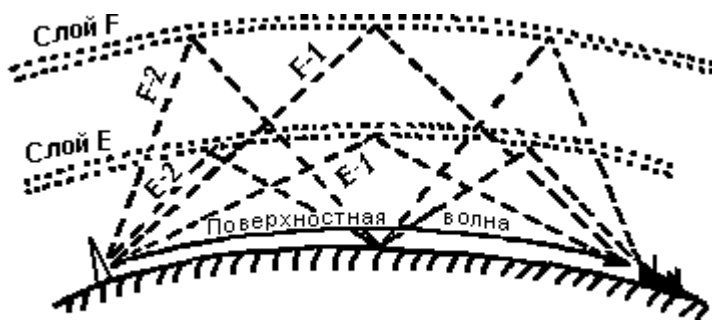


Рис. 1.23

На более длинных волнах возникает два новых явления.

- Дифракция волн вокруг земного шара, благодаря которой дальность действия системы превосходит радиус прямой видимости тем больше, чем длиннее волна.
- Отражение радиоволн от ионосферы. Отражение имеет место от слоёв E и F, причём возможны однократное (E - 1 и F - 1) и двухкратное (E - 2 и F - 2) отражения. Отражённые от ионосферы волны называются пространственными.

Путь отражённого сигнала длиннее пути прямого. Поэтому, если в фазовой системе приходят одновременно поверхностная и пространственная волна, они интерферируют, и фаза результирующего сигнала отличается от фазы поверхностной волны. Ионосфера для фазовой системы равносильна наличию местного предмета (см. § 1.2). В диапазоне средних волн (300 кГц – 2 МГц) пространственные волны днём отсутствуют, так как коэффициент отражения незначителен. Ночью отражение усиливается.

В диапазоне длинных волн (упомянутая выше «Декка») пространственная волна создаётся в основном слое E и частично слое F. На расстояниях до 200 км интенсивность пространственной волны не превосходит 0,1 интенсивности поверхностной, и точность системы ухудшается незначительно (см. рис. 1.7). На расстояниях до 400 км это отношение возрастает до 0,3 – 0,5.

Сверхдлинные волны ( $f < 30 \text{ кГц}$ ) хорошо огибают Землю. Отражаются они только от слоя E. Длина волны ( $\lambda > 10 \text{ км}$ ) соизмерима с высотой отражающего слоя E

(днём  $h = 70$  км, ночью –  $h \approx 85$  км). И от ионосферы, и от Земли волны отражаются хорошо, причём обе поверхности можно считать зеркально отражающими, так как высота неровностей значительно меньше  $h = 10$  км. В результате сверхдлинные волны (СДВ) между Землёй и ионосферой распространяются как в сферическом волноводе, обеспечивая значительную дальность действия (до 15.000 км). На дальностях 20.000 км (антипод передатчика) из-за интерференции прямых волн, обогнувших земной шар по разным направлениям, возникают значительные ошибки.

Замечательным свойством СДВ является их способность проникать в водную и подземную среду на значительную глубину. Это свойство позволяет осуществлять подводную навигацию по воздушной системе, и здесь СДВ пока вне конкуренции.

Все эти преимущества привели к разработке на СДВ системы сверхдальней навигации «Омега», охватывающей большую часть земного шара. В настоящее время эта система рекомендована для использования Международной организацией гражданской авиации (ИКАО) в качестве основной.

## 1.5 Основные сведения о радионавигационной системе «Омега»

Система «Омега» является разностно – дальномерной навигационной системой, работающей в СДВ – диапазоне 10 – 14 кГц [6].

Погрешность местоопределения с вероятностью 95% при отсутствии возмущений канала распространения не превышает 3,6 – 7,2 км (наименьшее значение соответствует дневным, наибольшее – ночным и смешанным условиям освещённости трасс). Зона действия системы «Омега» охватывает большую часть поверхности Земли. Опорные станции обеспечивают работу в течение 95% времени, включая запланированные остановки для их технического обслуживания.

### 1.5.1 Наземные опорные станции

В состав системы «Омега» входит 8 наземных опорных станций, которые образуют глобальную систему, т.е. позволяют осуществлять навигационные измерения в любой точке земного шара. Расположение наземных опорных станций показано на рис.1.24.

Станции рассредоточены таким образом, чтобы в любой точке земного шара можно было выбрать 3 – 4 линии положения, пересекающиеся под углами 60 – 120°. Расстояние между станциями (базовая линия) составляет от 9,3 до 11,1 т. км.

### 1.5.2 Формат сигналов

Форматом сигнала принято называть совокупность его характеристик, подлежащих стандартизации. К числу стандартизуемых характеристик обычно относятся форма сигнала, его временные и частотные параметры.

Излучение колебаний наземными опорными станциями осуществляется длинными импульсами посылок длительностью около 1с каждая. Интервалы между импульсами равны 0,2с. Общая длительность цикла излучения составляет 10с. Цикл излучения колебаний основной частоты  $f_0 = 10,2$  кГц станции «Омега» наземными опорными станциями показан на рис. 1.25.



Рис. 1.24

Как видно из рисунка, в течение каждого момента времени на основной рабочей частоте работает лишь одна из восьми наземных станций, что обеспечивает возможность раздельного приёма на самолёте излучаемых ею колебаний без помех со стороны других станций. Длительность импульсных посылок выбрана различной в пределах от 0,9 до 1,2с с целью облегчения опознавания станций и синхронизации бортовых приёмоиндикаторов.

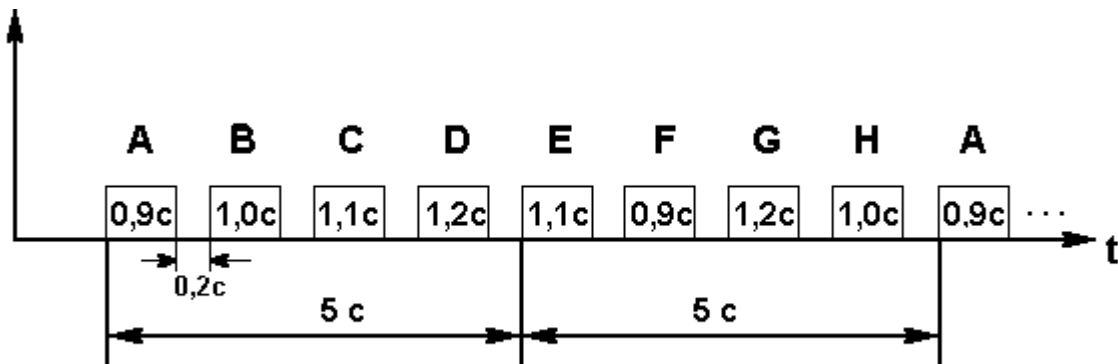


Рис. 1.25

Цикл работы всей системы привязан к международному стандарту времени и начинается с излучения колебаний основной навигационной частоты  $f_0$  станции E (о. Реюньон). Момент формирования переднего фронта импульсной посылки колебаний на частоте  $f_0$  этой станции совмещён с началом гринвичских суток и точно соответствует 00ч 00м 00с всемирного времени. При этом сигналы станции принимаются на борту самолёта периодически в 0, 10, 20, 30, 40, 50с каждой минуты, а излучённые сигналы станций приходят на 5, 15, 25, 35, 45, 55с позже каждой минуты всемирного времени. Излучение других станций также занимает вполне определённое временное положение в соответствии с их временным положением в пределах рабочего цикла системы. Так реализуется временное разделение каналов в системе. Жёсткая привязка работы наземных станций к

всемирному времени облегчает задачу их распознавания, необходимую для последующего проведения навигационных определений.

Опорные станции излучают фазосинхронизированные сигналы с временным и частотным разделением каналов, т.е. работают в режиме когерентного излучения. Формат сигналов системы “Омега” показан на рис. 1.26.

Станция	Сегмент							
	1	2	3	4	5	6	7	8
<b>A</b>	$f_0$	$f_3$	$f_2$	12,1	12,1	11,05	12,1	12,1
<b>B</b>	12,0	$f_0$	$f_3$	$f_2$	12,0	12,0	11,05	12,0
<b>C</b>	11,8	11,8	$f_0$	$f_3$	$f_2$	11,8	11,8	11,05
<b>D</b>	11,05	13,1	13,1	$f_0$	$f_3$	$f_2$	13,1	13,1
<b>E</b>	12,3	11,05	12,3	12,3	$f_0$	$f_3$	$f_2$	12,3
<b>F</b>	12,9	12,9	11,05	12,9	12,9	$f_0$	$f_3$	$f_2$
<b>G</b>	$f_2$	13,0	13,0	11,05	13,0	13,0	$f_0$	$f_3$
<b>H</b>	$f_3$	$f_2$	12,8	12,8	11,05	12,8	12,8	$f_0$

←————— 10 с —————→

Рис. 1.26

В качестве основной частоты в системе “Омега” используется частота  $f_0 = 10,2$  кГц. Дополнительные частоты  $f_1 = 11,05$  кГц,  $f_2 = 11,33$  кГц,  $f_3 = 13,6$  кГц излучаются одновременно для разрешения многозначности фазовых отсчётов. Сэтой целью на борту самолёта в приёмоиндикаторе могут быть получены измерения на разностных частотах  $\Delta f_{30} = f_3 - f_0 = 3,4$  кГц;  $\Delta f_{20} = f_2 - f_0 = 1,13$  кГц и  $\Delta f_{21} = f_2 - f_1 = 283,3$  Гц.

Ширина фазовой дорожки на частоте  $f_0$  (точной дорожки) составляет на базовой линии половину длины волны  $\lambda_0$  (т.е.  $l = 14,7$  км). Измерения на разностных частотах позволяют увеличить зону однозначного фазового отсчёта до  $3 \cdot l \approx 44$  км (на частоте  $\Delta f_{30}$ ),  $9 \cdot l \approx 132$  км (на частоте  $\Delta f_{20}$ ) и  $36 \cdot l \approx 529$  км (на частоте  $\Delta f_{21}$ ). Для разрешения многозначности, как правило, используются частоты  $f_0$ ,  $f_2$  и  $f_3$ .

В течение периода повторения, равного 10с, каждая наземная станция излучает 8 посылок (рис.1.26). Три из них представляют излучения навигационных частот  $f_0$ ,  $f_3$  и  $f_2$ , которые следуют друг за другом во времени. Частота  $f_1 = 11,05$  кГц включена в диаграмму излучения для разрешения многозначности фазовых отсчётов в случае навигации объектов при поисковых и спасательных работах.

Помимо четырёх рабочих мест, в остальные четыре сегмента времени станция излучает индивидуальные частоты (выбираемые в диапазоне от 11,55 до 13,15 кГц), которые служат для опознавания станций и передачи дополнительной информации. Разным наземным станциям предписывается различная очерёдность излучения посылок, исключая возможность одновременного

излучения колебаний одной и той же частоты. В один и тот же отрезок времени тремя различными станциями излучаются колебания трёх различных частот  $f_0$ ,  $f_3$  и  $f_2$ .

Для решения задач синхронизации излучения опорных станций между собой и относительно шкалы единого времени в системе “Омега” развёрнута сеть контрольных пунктов, расположенных вблизи опорных станций. На каждом контрольном пункте производится измерение разностей фаз сигналов местной станции относительно остальных (на трёх частотах) в течение недельного цикла. Эта информация по специальному каналу связи передаётся в центр управления, где вычисляются сглаженные значения невязок шкал каждой опорной станции относительно шкалы среднего времени радионавигационной системы и оценка положения шкалы среднего времени относительно шкалы единого времени. В результате формируются сигналы управления положением шкал опорных станций. Точность синхронизации составляет 1 мкс (среднеквадратическое значение).

### 1.5.3 Принципы функционирования опорных станций.

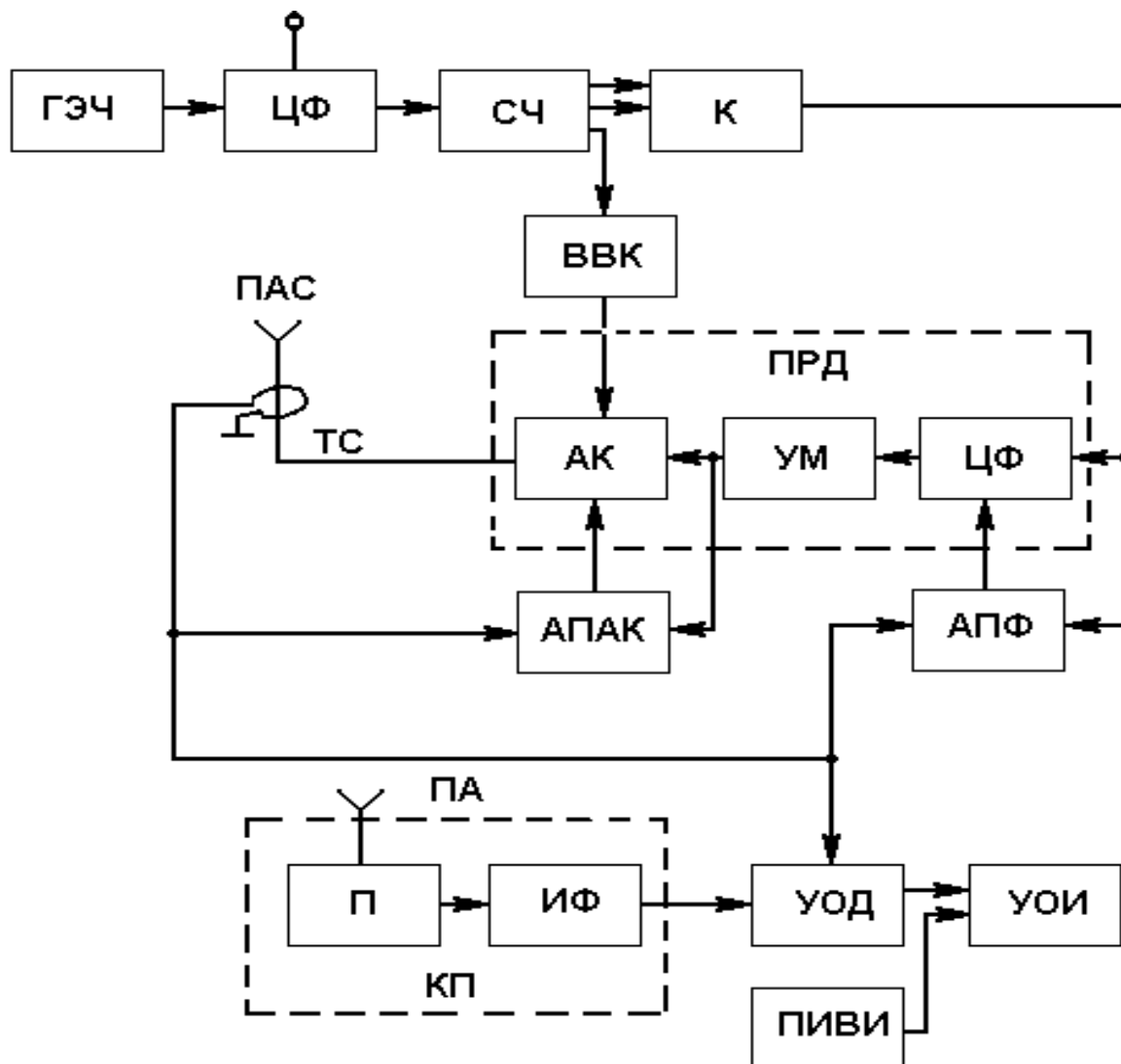


Рис. 1.27

Опорные станции (ОС) поочерёдно излучают когерентные незатухающие колебания в соответствии с принятой диаграммой излучения (рис. 1. 26).

Обобщённая структурная схема ОС приведена на рис. 1. 27.

В состав аппаратуры ОС входят:

- групповой эталон частоты (ГЭЧ);
- цифровой фазовращатель (ЦФ);
- формирователь сигналов рабочей частоты и сигналов управления диаграммой излучения (синтезатор частоты СЧ);
- коммутатор (К);
- мощное передающее устройство (ПРД), содержащее цифровой фазовращатель системы автоматической подстройки фазы (ЦФ), усилители мощности (УМ) и антенный контур (АК);
- высоковольтный коммутатор (ВВК);
- трансформатор связи (ТС);
- передающая антенная система (ПАС);
- система автоматической подстройки антенного контура (АПАК);
- система автоматической подстройки фазы (АПФ) сигнала в тракте ПРД.

Для решения задач контроля синхронизации излучения сигналов ОС между собой и относительно шкалы всемирного времени в состав аппаратуры включается приёмная СДВ – антенна (ПА), приёмник (П) сигналов СДВ – диапазона, измеритель фазы (ИФ), расположенные на выносном контрольном пункте, устройство обработки данных (УОД), а также приёмоиндикаторы для приёма сигналов систем, передающих временную информацию (ПИВИ), и устройство обработки информации (УОИ).

Групповой эталон частоты (ГЭЧ) включает в свой состав несколько (обычно один рабочий и три резервных) высокостабильных квантовых стандартов частоты, подстраивающих частоту кварцевого генератора 5 МГц, и схему сравнения, осуществляющую попарное сравнение частот стандартов и выбор наилучшего, а также отключение неисправного стандарта. Сигналы ГЭЧ через цифровой фазовращатель, который служит для коррекции шкалы времени ОС, поступают на синтезатор частоты.

В радионавигационной системе «Омега» на ОС используются цезиевые квантовые стандарты частоты с суточной относительной погрешностью порядка  $(1 - 3) \cdot 10^{-12}$ . Цифровой фазовращатель реализован на частоте 1 МГц.

В синтезаторе частоты (СЧ) формируются сигналы рабочих частот, сигналы управления диаграммой излучения станций и сигналы управлений элементами настройки антенного контура. Сигналы рабочих частот через коммутатор поступают на возбуждение передатчика (ПРД).

Передающая антенна из – за малых геометрических размеров по сравнению с длиной волны имеет ёмкостной характер. По этой причине элементами настройки антенного контура (АК) являются удлинительная катушка индуктивности и вариометры (для настройки и автоматической подстройки АК). Переключение элементов настройки АК при переходе с одной частоты на другую производится с помощью высоковольтного коммутатора, управляемого от СЧ. Сигналы управления, подаваемые от СЧ на высоковольтный коммутатор, отличаются от сигналов управления, поступающих на коммутатор в цепи возбуждения передатчика. Они представляют собой более широкие импульсы, осуществляющие подключение элементов настройки АК раньше появления импульса возбуждения ( $\approx$  на 0,1с) и отключение элементов после окончания времени переходного процесса.

Полоса пропускания АК и антенны ОС в системе «Омега» составляет  $2\Delta f = 10 - 30$  Гц, что обеспечивает окончание переходных процессов в паузе между радиопосылками (постоянная времени контура составляет 11 – 32 мс).

Воздействие на антенную систему различных дестабилизирующих факторов (ветер, гололёд, перепады температуры и влажности) обуславливают включение в состав аппаратуры ОС системы автоматической подстройки антенного контура (АПАК).

Система автоматической подстройки фазы (АПФ) служит для компенсации задержек в тракте ПРД и их стабилизации во времени. В её состав входит ФД, соединённый со входом ПРД и его выходом (трансформатором связи АК). Напряжение рассогласования с выхода ФД через интегратор управляет цифровым фазовращателем в цепи возбуждения ПРД, компенсирующим задержки в тракте.

### Антенная система

В качестве передающих антенн наземных ОС используются две основные конструкции: зонтичная и долинная.

Зонтичная антенна может быть выполнена с изолированной и заземлённой мачтой. Высота центральной мачты антенны составляет 400 м. В верхней части мачты расположена система радиально расходящихся проводов, образующих емкостную нагрузку (лучи длиной порядка 600 м). Антенное полотно поддерживается с помощью периферийных мачт несколько меньшей высоты, чем центральная мачта. Мачты крепятся с помощью систем радиально расходящихся оттяжек, которые поддерживают отдельные секции антенны. Полная ёмкость антенного контура многомачтовой системы с развитой системой горизонтальных проводов составляет 0,03 – 0,05 мкФ.

Долинная антенна представляет собой полотно (систему проводов), подвешенное на опорах, установленных на вершинах холмов с учётом топографической особенности местности (глубокие долины, фиорды и т. д.).

Провода соединяются вместе перемычками и заканчиваются через сеть проводов снижения антенны, идущих от здания, в котором находится удлинительная катушка индуктивности. Система оттяжек позволяет регулировать натяжение полотна в условиях сильных ветров.

Антенны ОС системы «Омега» представляют собой громоздкое и дорогостоящее сооружение.

Коэффициент полезного действия антенн определяется соотношением

$$\eta = \frac{R_u}{R_u + R_y + R_3},$$

где  $R_u$ ,  $R_y$  и  $R_3$  – соответственно сопротивления излучения, потерь удлинительной катушки и потерь в системе заземления.

Сопротивление излучения передающей антенны

$$R_u = \frac{160\pi^2 h_g^2}{\lambda^2}$$

быстро убывает при уменьшении относительной высоты антенны  $\frac{h_g}{\lambda}$ , где  $h_g$  – действующая высота антенны, равная 140 – 200 м.



Сопротивление излучения лежит в диапазоне 0,04 – 0,08 Ом на основной рабочей частоте 10,2 кГц.

Коэффициент полезного действия антенн равен 6 – 30 %. Большие значения относятся к высокочастотной части навигационного диапазона.

В ПРД опорных станций системы “Омега” к антенной системе подводится мощность порядка 150 кВт. Излучаемая мощность на частоте 10,2 кГц составляет не менее 10 кВт.

#### 1.5.4 Бортовая аппаратура

Бортовые приемоиндикаторы радионавигационной системы “Омега” строятся на базе ЭВМ и цифровых методов обработки информации. Эти устройства формируют и выдают координаты и навигационные параметры аппарата, необходимые для уверенного вождения независимо от времени суток и метеоусловий.

Обобщённая структурная схема приемоиндикатора может быть представлена в виде трёх составных частей (рис.1.28):

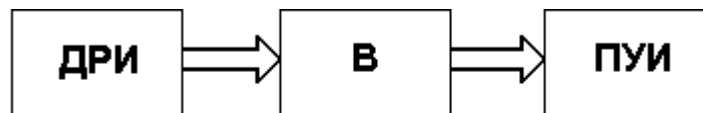


Рис.1.28

- датчика радионавигационной информации (ДРИ);
- вычислителя (В);
- пульта управления и индикации (ПУИ).

Датчик радионавигационной информации включает в свой состав:

- блок согласования с антенной (БСА);
- трёхканальное приёмное устройство (ПУ);
- измеритель фазы сигнала (ИФ);
- аналого – цифровой преобразователь (АЦП);
- устройство сопряжения (УС);
- опорный генератор (ОГ);
- синтезатор частоты (СЧ);
- шину данных и шину команд.

В качестве приёмных антенн применяются штыревая высотой 3 – 6 м или рамочная антенны ( в корабельных приемоиндикаторах) и ножевые антенны с действующей высотой 0,1 – 0,2 м, либо специальные рамочные антенны, включающие 2 взаимно перпендикулярные рамки – продольную и поперечную (в самолётных приемоиндикаторах). Преимуществом рамочных антенн по сравнению со штыревыми является меньшая чувствительность к влиянию помех за счёт электризации корпуса самолёта.

Блок согласования с антенной (БСА) служит для предварительного усиления и фильтрации сигналов в широкой полосе, определяемой диапазоном принимаемых частот, а также для согласования первых каскадов усиления с выходным сопротивлением антенн.

Приёмный индикатор обычно рассчитывается на работу от минимального уровня сигнала порядка  $E_c = 5 - 30$  мкВ/м в динамическом диапазоне 30 – 140 дБ.

Управление диаграммой направленности рамочной антенны осуществляется от вычислителя (бортовой ЭВМ) путём подключения рамки, в которой наводится максимальное напряжение.

Приёмное устройство (ПУ) имеет три независимых канала, настроенных на частоты  $f_0 = 10,2$  кГц,  $f_2 = 11,33$  кГц и  $f_3 = 13,6$  кГц; построено по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты и обеспечивает автоматический поиск, обнаружение, взаимную синхронизацию и слежение за сигналами опорных станций. Выходные напряжения каналов ПУ используются для получения сигналов, несущих информацию трёх видов: об огибающей суммарных сигналов, о фазах сигналов на выходе каждого из каналов, об уровне несущих колебаний и отношении сигналов к шуму на выходе всех трёх каналов. Информация об огибающей используется для синхронизации бортовых эталонов времени с наземными.

Различие в длительности посылок сигналов и определённый порядок их следования приводят к тому, что форма огибающей суммарного сигнала  $f_c(t)$  от каждой станции получается различной. Для целей синхронизации в синтезаторе частоты (СЧ) формируется модель огибающей сигнала  $f_m(t)$  от выбранной ОС. Путём подбора частоты, формируемой СЧ, добиваются изменения временного положения модели и её совмещения с огибающей принятых сигналов от этой ОС. Степень совмещения огибающих определяется по величине взаимно корреляционной функции модели и сигнала.

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f_m(t) \cdot f_c(t - \tau) dt ,$$

где  $T$  – период следования сигналов.

При совмещении модели с соответствующим ей сигналом функция  $R(\tau)$  достигает своего максимального значения. Длительности посылок и порядок их следования выбраны такими, чтобы эта функция имела только один чётко выраженный максимум, по достижении которого судят о факте совмещения, обеспечивающего взаимную синхронизацию бортовой и наземной аппаратуры. При этом отпирание приёмных каналов, настроенных на частоты  $f_0$ ,  $f_2$  и  $f_3$  будет происходить только в те интервалы времени, когда придут посылки колебаний этих частот от используемых в данном районе Земли ОС.

Например, если самолёт находится над Атлантическим океаном в районе действия станций А, В и Д (рис. 1.21, 1.22), то канал ПУ, настроенный на основную частоту  $f_0$ , открывается на интервалы 0,0 – 0,9 с; 1,1 – 2,1 с и 3,6 – 4,8 с. Если же полёт происходит над Тихим океаном в районе станций С, Г и Н, то отпирание этого приёмного канала происходит в интервалах 2,3 – 3,4; 3,6 – 4,8 и 8,8 – 9,8 с. В соответствии с этим переключается также выходная цепь этого приёмного канала и коммутируются два других приёмных канала, настроенных на частоты  $f_2$  и  $f_3$  с учётом времени прибытия колебаний, излучаемых ОС на частотах  $f_2$  и  $f_3$ .

В измерителе фазы (ИФ) формируется сигнал, пропорциональный временному интервалу между нулями сигнального и опорного напряжений. Информация о фазах принятых сигналов используется для определения разности расстояний и линий положения самолёта. Фазы сигналов на выходах каналов сравниваются с фазами на выходе специального устройства прогнозирования фаз в каналах,

управляемого от ЭВМ, которое обеспечивает задержку по фазе колебаний, формируемых бортовым опорным генератором (ОГ).

Прогнозирование фазовых задержек осуществляется по данным о координатах и скорости самолёта, получаемых в точке взлёта и в процессе полёта. Сравнение фаз выполняется в фазовом детекторе, а получаемая информация о разности фаз в цифровом коде используется для подстройки опорного напряжения в СЧ.

Под действием схемы автоподстройки частота и фаза опорного напряжения изменяется так, чтобы разность фаз между принятым и опорным напряжениями стала равной нулю. После завершения автоподстройки производится измерение разностей фаз измерителем фазы на частотах  $f_0$ ,  $f_2$  и  $f_3$  и определяются линии положения самолёта.

Такой способ позволяет заменить измерение разности фаз между редкими и разновременными импульсными посылками принимаемых сигналов (в 0,1 длительности рабочего цикла) на фоне шумов измерениями разности фаз непрерывных колебаний, выработанных бортовым СЧ и подстроенных по частоте и фазе к принятым сигналам. Этот переход создаёт благоприятные условия для проведения измерений разности фаз и определения разности расстояний с повышенной точностью.

Информация об уровнях несущих колебаний и отношениях сигналов к шумам в каждом из каналов ПУ позволяет выбрать для измерений те ОС, уровни сигналов от которых в точке приёма максимальны. Спектральная плотность собственных шумов ПУ составляет 0,05 мкВ/Гц, что даёт инструментальную ошибку в 0,01 фазового цикла.

В аналого – цифровом преобразователе (АЦП) осуществляются дискретизация и квантование сигнала. Квантование по уровню (и одновременно кодирование информации) производится в счётчике, измеряющем число эталонных импульсов, укладывающихся на временном интервале между нулями сигнального и опорного напряжений. Дискретизация фазы осуществляется специальными тактовыми импульсами, управляющими работой ключевых схем. При этом поочерёдно подключаются измеритель фазы и АЦП к каналам ПУ и в Вычислитель вводится информация для последующей обработки.

Синтезатор частоты (СЧ) служит для формирования гетеродинного и опорного напряжений. В качестве бортовых ОГ в разностно–дальномерной системе используются кварцевые генераторы с относительной погрешностью порядка  $1 \cdot 10^{-7}$ – $1 \cdot 10^{-8}$ .

Устройство сопряжения (УС) служит для связи ДРИ с ЭВМ. Режимом работы отдельных устройств ДРИ управляют регистры и отдельные триггеры, входящие в состав УС. Управление состоянием регистров осуществляется от ЭВМ по шине команд. С выхода УС информация поступает в вычислитель для дальнейшей обработки.

Вычислитель (В) представляет собой бортовую ЭВМ цифрового типа, обеспечивающую выполнение всех операций по обработке информации, получаемой от каналов ПУ и внешних датчиков, по управлению работой бортовой аппаратуры, хранению всей вводимой информации и отображению результатов вычислений и других данных. В частности, в вычислителе определяются взаимно корреляционная функция огибающей принятого сигнала и специально формируемая модель этого сигнала и формируются управляющие сигналы, обеспечивающие синхронизацию бортовой и наземной аппаратуры.

В вычислителе выполняется оценка фаз принимаемых сигналов, прогнозирование фазовых сдвигов опорных сигналов и слежение опорных сигналов за при-

нимаемыми, т.е. реализуется цифровая система фазовой автоподстройки колебаний опорной частоты в СЧ. При этом используется вся внешняя информация о координатах и скоростях их изменения, что даёт возможность оптимизировать процесс слежения и измерений и обеспечивает выдачу данных о текущих координатах самолёта, несмотря на то, что уточнение координат осуществляется дискретно с периодом повторения 10 с.

Вычислитель вводит поправки на распространение радиоволн в измеренные значения разности фаз и производит устранение многозначности измерений.

Кроме того, здесь вырабатываются управляющие сигналы для антенного коммутатора, изменяющего ориентации диаграммы направленности антенны, оценивается отношение сигналов к шумам в каналах ПУ и выбираются для автосопровождения наиболее мощные сигналы.

Пульт управления и индикации (ПУИ) обеспечивает ввод и отображение навигационной информации в ПИ, задание режимов работы, управление отбором отображаемых данных, выдачу информации о состоянии бортовой аппаратуры и контроль её работоспособности. С помощью этого пульта осуществляется управление работой бортовой аппаратуры система «Омега» при подготовке её к полёту и использовании в полёте для решения задач самолётовождения.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Белавин О.В. Основы радионавигации. М. ; Сов. Радио, 1967.
2. Смирнов П.Т. Цифровые фазометры. Л. ; Энергия, 1974.
3. Дулевич В.Е. и др. Теоретические основы радиолокации. М. ; Сов.радио, 1978.
4. Галахова О.П., Котик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии. Л. ; Энергия, 1976.
5. Олянюк П.В., Астафьев Г.П., Грачёв В.В. Радионавигационные устройства и системы гражданской авиации. М. ; Транспорт, 1983.
6. Болошин С.Б. и др. Радионавигационные системы сверхдлинноволнового диапазона. М. ; Радио и связь, 1985.
7. Дулевич В.Е. и др. Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. Радио, 1964, с. 355.