

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Полоцкий государственный университет»

С. К. Товбас

# **ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ**

Учебно-методический комплекс  
для студентов специальности 1-56 02 01 «Геодезия»

Новополоцк  
ПГУ  
2012

УДК 528.021.78+528.517(075.8)

ББК 26.12я73

T50

Рекомендовано к изданию учебно-методической комиссией  
геодезического факультета в качестве учебно-методического  
комплекса (протокол № 3 от 14.11.2011)

#### РЕЦЕНЗЕНТЫ:

нач. группы геодезии КУП «Управление капитального  
строительства г. Полоцка» Е. Л. ТКАЧ;  
канд. техн. наук, зав. каф. прикладной геодезии  
и фотограмметрии В. В. ЯЛТЫХОВ

**Товбас, С. К.**

T50      Оптико-электронные методы измерений : учеб.-метод. комплекс для  
студентов специальности 1-56 02 01 «Геодезия» / С. К. Товбас. – Новопо-  
лоцк : ПГУ, 2012. – 156 с.  
ISBN 978-985-531-304-6.

Разработан на основе общеобразовательного стандарта Республики Беларусь  
ОСРБ 1-56 02 01-2007. Приведены темы изучаемого курса, лекционных и лабора-  
торных занятий. Изложены основные принципы функционирования современ-  
ных геодезических дальномерных систем. Представлены методические указания  
к выполнению лабораторных работ и вопросы к экзамену.

Предназначен для студентов геодезических специальностей вузов, специа-  
листов.

**УДК 528.021.78+528.517(075.8)**  
**ББК 26.12я73**

**ISBN 978-985-531-304-6**

© Товбас С. К., 2012  
© УО «Полоцкий государственный  
университет», 2012

## ВВЕДЕНИЕ

Оптико-электронные методы измерений широко применяются в современной геодезической практике при решении различного рода задач: от создания глобальных геодезических сетей до геодезического обеспечения и сопровождения работ в малых замкнутых пространствах. Оптико-электронные методы измерений изучают косвенные методы измерений дальностей с применением электрооптических и радиотехнических приборов и систем, методики производства измерений и обработки результатов в геодезических целях.

Для измерений электрооптическими и радиотехническими методами используют высокоточные геодезические приборы и специальные методики измерений, а также методы их математической обработки с использованием современных программных комплексов.

В последние годы в различные области геодезической практики активно внедряется аппаратура пользователя глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС).

Структура УМК разработана на основе образовательного стандарта Республики Беларусь ОСРБ 1-56 02 01-2007 по специальности 1-56 02 01 «Геодезия», рабочего учебного плана и рабочей программы по дисциплине «Оптико-электронные методы измерений», составленной на кафедре прикладной геодезии и фотограмметрии Полоцкого государственного университета.

Цель учебно-методического комплекса – дать необходимые теоретические знания и практические навыки будущему инженеру по рациональному использованию современных электронных технических средств измерения дальностей.

Основной задачей является освоение студентами:

- физической сущности использования электронных средств измерений дальностей в геодезии;
- конструктивных особенностей и особенностей эксплуатации различных систем;
- источников ошибок измерения дальностей различными системами;
- математической обработки результатов измерений линий электронными дальномерами.

В структуру УМК входят: рабочая программа, конспект лекций, методические указания к выполнению лабораторных работ, вопросы к экзамену. Согласно учебному плану, на изучение дисциплины отводится 162 часа. Из них 84 аудиторных часов: 42 часа лекционных и 42 часа лабораторных занятий.

## РАБОЧАЯ ПРОГРАММА

Оптико-электронные методы измерений являются неотъемлемой дисциплиной, формирующей специалиста. Усвоению основных положений данной дисциплины способствует изучение таких дисциплин, как физика, математика, курсы общей и высшей геодезии, теория математической обработки геодезических измерений, информатика.

Оптико-электронные методы измерений являются базой для изучения многих дисциплин, таких как инженерная геодезия, высшая геодезия и др., что свидетельствует о междисциплинарном подходе и связи с другими дисциплинами.

После завершения курса студент должен обладать **следующими компетенциями:**  
*академическими:*

- владеть и уметь применять базовые научно-теоретические знания для решения теоретических и практических задач;

- владеть исследовательскими навыками;

- уметь работать самостоятельно;

- иметь навыки, связанные с использованием и управлением информацией при работе, связанной с применением с компьютеров;

*социально-личностными:*

- обладать способностью к межличностным коммуникациям;

- уметь работать в команде;

- обладать чувством ответственности за порученное дело;

*профессиональными:*

- работать со специальной литературой и нормативно-техническими документами;

- пользоваться печатными и глобальными информационными ресурсами в профессиональной области;

- владеть современными профессиональными средствами коммуникаций;

- владеть методами контроля и оценки качества измерений;

- владеть профессиональными автоматизированными комплексами для формирования, обработки, использования и представления результатов измерений.

Студент должен

*знать:*

- принцип работы измерительных систем геодезических дальномеров;

- классификацию геодезических оптико-электронных приборов;

- факторы, влияющие на точность измерений, и пути их минимизации;

- методику производства измерений и их обработку;

*уметь:*

- определять технические характеристики приборов и принадлежностей;

- работать с основными оптико-электронными геодезическими приборами;

- производить математическую обработку результатов измерений.

## СОДЕРЖАНИЕ УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА

### *Лекционные занятия*

Тема 1. Физические принципы определения дальностей электронными методами. Импульсный и фазовый методы измерения расстояний электронными дальномерами. Преобразования электромагнитных колебаний. Модуляция, демодуляция, гетеродинирование.

Скорость света в среде. Среднеинтегральный показатель преломления.

Способы разрешения неоднозначности фазовых измерений.

Тема 2. Устройство наземных электронных дальномерных систем.

Принципиальное устройство фазового (импульсно-фазового) светодальномера.

Основные элементы светодальномерных устройств.

Принципиальное устройство фазового радиодальномера.

Основные типы схем электронных дальномеров.

Тема 3. Математическая обработка результатов измерений.

Приборная поправка электронных дальномеров и способы ее определения.

Введение поправок и редуцирование измеренных расстояний на поверхность относимости.

Оценка точности дальномерных измерений.

Тема 4. Структура спутниковых радиотехнических навигационных систем.

Радиотехнические методы спутниковой геодезии.

Спутниковые радиотехнические навигационные системы 1 и 2 поколений.

Назначение и схемная реализация устанавливаемой на ГНСС аппаратуры.

Модуляция и демодуляция навигационного сигнала.

Тема 5. Особенности реализации фазовых измерений в ГНСС.

Принцип измерения псевдодальностей и практическое использование метода.

Фазовые измерения в спутниковых навигационных системах.

Методы разрешения неоднозначности фазовых измерений в спутниковых системах.

Ионосферные и тропосферные задержки сигналов.

Общая схема обработки наблюдаемых данных.

### *Лабораторные занятия*

1. Измерение линий электронными дальномерами.

2. Исследование приборной поправки светодальномера.

3. Координирование точек земной поверхности с использованием электронных тахеометров.

4. Вынос в натуру точек земной поверхности с использованием электронных тахеометров.

5. Обработка расстояний, измеренных электронными дальномерами.

6. Уравнивание сети трилатерации.

7. Изучение основных операций при работе с аппаратурой наземного пользователя ГНСС.

## ИНФОРМАЦИОННО-МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

### *Основная литература*

1. Большаков, В. Д. Радиогодезические и электрооптические измерения / В. Д. Большаков [и др.]. – М. : Недра, 1985. – 303 с.

### *Дополнительная литература*

1. Генике, А. А. Геодезические свето- и радиодальномеры / А. А. Генике, А. М. Афанасьев. – М. : Недра, 1988. – 302 с.
2. Яценков, В. С. Основы спутниковой навигации / В. С. Яценков. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 271 с.
3. Яковлев, Н. В. Практикум по высшей геодезии (вычислительные работы) : учеб. пособие для вузов / Н. В. Яковлев. – М. : Недра, 1982. – 368 с.
4. Генике, А. А. Глобальные спутниковые системы определения местоположения и их применение в геодезии / А. А. Генике, Г. Г. Побединский. – М. : Картгеоцентр, 2004. – 352 с.

## РАЗДЕЛ 1. ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ ДАЛЬНОМЕРНЫХ ГЕОДЕЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

### 1.1. Импульсный и фазовый методы дальномерных измерений

#### 1.1.1. Импульсный метод

При измерении расстояний импульсным методом измеряется непосредственно время распространения коротких, регулярно следующих со сравнительно долгими паузами импульсов, которые излучаются установленным в начале линии приемопередатчиком, проходят расстояние до отражателя на конце линии и возвращаются к ее началу.

При импульсном излучении передатчик работает лишь в течение коротких промежутков времени, равных длительности импульсов. Импульсы следуют друг за другом с периодом  $T$  и частотой  $f = 1/T$ .

Первый импульс, ушедший из приемопередатчика на дистанцию, включает счетчик импульсов, который будет просчитывать все последующие импульсы до момента отключения. Сигнал к отключению счетчика импульсов поступает при возвращении первого импульса в приемопередатчик. В этом процессе импульс пройдет расстояние до отражателя и обратно за время, равное периоду импульса, умноженному на число импульсов, зафиксированное счетчиком между включением и выключением, со скоростью света в воздушной среде:

$$2D = vTn = \frac{v}{f}n = \lambda n, \quad (1.1)$$

где  $D$  – измеряемое расстояние (длина линии);  
 $n$  – число импульсов, зафиксированное счетчиком;  
 $\lambda$  – длина волны излучения.

Отсюда измеряемое расстояние

$$D = \frac{v}{2f}n = \frac{\lambda}{2}n. \quad (1.2)$$

Из формул (1.1) и (1.2) следует, что посредством электронного дальмера расстояние определяется числом длин волн (полуволн) излучения, уложенных в измеряемом расстоянии. Поскольку импульсным методом можно определить только целое количество длин волн (полуволн), приборное разрешение зависит от длины волны или частоты излучения. Обычные импульсные дальмеры имеют точность до 10 мм.

Представим некоторые дополнительные соображения, характеризующие импульсный метод:

1) по возможности должна быть обеспечена минимальная длительность зондирующего импульса и его максимальная добротность (т. е. максимально крутой передний фронт);

2) описанная схема измерения предполагает постоянство скорости и прямолинейность распространения светового импульса в атмосфере. Строго говоря, это не совсем так с учетом явления рефракции, которое приводит к искривлению оптического пути импульса.

Фактическая точность каждого измерения зависит от ряда параметров, каждый из которых может оказать влияние на точность конкретного измерения. Это длительность и форма зондирующего импульса, отражающие характеристики объекта, оптические свойства атмосферы; текстура и ориентация элементов поверхности объекта, вызвавшей отражение зондирующего луча по отношению к линии визирования, и другие.

Основные достоинства импульсного метода:

- высокая устойчивость метода измерения;
- сравнительно простая схема оптико-электронного тракта;
- измеряемый параметр дает полную информацию о длине измеряемой линии.

Основным недостатком импульсного метода являются ограничения по достижимой точности и разрешающей способности.

### 1.1.2. Фазовый метод

Фазовый метод основан на том, что фаза гармонического колебания есть линейная функция времени, и, следовательно, изменение фазы за некоторый промежуток времени будет линейной функцией расстояния, пройденного за это время гармоническим колебанием.

Электромагнитное гармоническое колебание аналитически описывают как изменение во времени какой-либо из его характеристик (интенсивность светового потока, напряженность электрического или магнитного поля):

$$S = A \cos \varphi, \quad (1.3)$$

где  $S$  – характеристика гармонического колебания;

$A$  – амплитуда колебания;

$\varphi$  – текущая фаза сигнала.

В свою очередь

$$\varphi = (\omega t + \varphi_0), \quad (1.4)$$

где  $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$  – угловая (круговая) частота;

$t$  – текущий момент времени;

$\varphi_0$  – начальная фаза сигнала.

Три параметра – амплитуда, частота и фаза – полностью характеризуют гармонические колебания.

Ниже кратко изложим сущность фазового метода. Гармонический сигнал с частотой  $f$ , которая воспроизводится генератором частоты, отправляется на дистанцию из приемопередатчика в момент времени  $t_1$  в фазе  $\varphi_1$ :

$$\varphi_1 = 2\pi f t_1.$$

Этот сигнал пройдет дистанцию до отражателя и обратно, не изменяя фазы. В приемопередатчик он вернется в момент времени  $t_2$ . К этому времени сигнал, воспроизведенный генератором частоты, будет иметь фазу  $\varphi_2$ :

$$\varphi_2 = 2\pi f t_2.$$

Сравнивая фазы сигналов на выходе генератора частоты в моменты  $t_1$  и  $t_2$ , получим разность фаз, которая линейно связана с удвоенной величиной измеряемого расстояния:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi f (t_2 - t_1). \quad (1.5)$$

Для аналитического выражения линейной связи разности фаз и величины измеряемого расстояния учтем, что время прохождения сигнала по дистанции  $t_2 - t_1 = 2D/v$ . Тогда

$$\Delta\varphi = 2\pi f \left( t_2 - t_1 - \frac{2D}{v} \right) = 2\pi f \frac{2D}{v}.$$

Формула определения расстояния (длины линии) фазовым методом примет вид

$$D = \left( \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right) \cdot \frac{v}{2f} = \left( \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right) \cdot \frac{\lambda}{2}. \quad (1.6)$$

Из формулы (1.6) следует, что фазовым методом так же, как и импульсным, расстояние определяется числом длин волн (полуволн) излучения, уложенных в измеряемом расстоянии. Однако отношение  $\Delta\varphi/2\pi$  всегда меньше нуля. Это означает, что непосредственное измерение дает результат только в пределах одного фазового цикла ( $2\pi$ ). Полная длина линии будет:

$$D = \left( N + \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right) \cdot \frac{v}{2f} = (N + \Delta N) \cdot \frac{\lambda}{2}, \quad (1.7)$$

где  $N$  – число целых фазовых циклов (число полуволн) – остается неизвестным.

Наличие неизвестного числа целых фазовых циклов получило название неоднозначности фазовых измерений. Для разрешения неоднозначности применяются специальные методы.

Основным достоинством фазового метода является высокая точность измерения.

Недостатком является то, что измеряемый параметр не дает полную информацию о длине измеряемой линии, требуется разрешение неоднозначности.

## **1.2. Методы разрешения неоднозначности, применяемые в свето- и радиодальномерах**

Процесс разрешения неоднозначности сводится к нахождению неизвестной величины  $N$ , которая соответствует целому числу полных периодов масштабных колебаний, укладывающихся в величине  $\tau$ , представляющей собой время прохождения сигналом искомого расстояния в прямом и обратном направлениях.

В геодезических свето- и радиодальномерах используют несколько различных методов разрешения неоднозначности.

### **1.2.1. Метод плавного изменения частоты**

Этот метод, как ясно из названия, используется в дальномерах, где можно плавно изменять частоту генератора. Сущность метода состоит в следующем. Поскольку при изменении частоты меняется и разность фаз, в диапазоне перестройки можно подобрать ряд частот, при которых фаза (а значит, и  $\Delta N$ ) принимает одинаковые значения при различных  $N$ . Эти частоты расположены эквидистантно на частотной оси, а их число в диапазоне перестройки зависит от длины измеряемого расстояния. Предположим, что мы выбрали две такие частоты –  $f_1$  и  $f_2$ ; в общем случае их порядковые номера на частотной оси отличаются на  $n$ . Для двух частот получаем два уравнения:

$$D = \frac{v}{2f_1}(N_1 + \Delta N); \quad (1.8)$$

$$D = \frac{v}{2f_2}(N_2 + \Delta N). \quad (1.9)$$

При измерениях частот  $f_1$  и  $f_2$  их обычно подбирают так, чтобы  $\varphi$  было равно какой-либо одной из следующих величин: 0,  $\pi/2$  или  $\pi$ ; при этом  $\Delta N$  будет, соответственно, 0, 1/4 или 1/2. Разумеется, в дальномере должен быть соответствующий индикатор, способный фиксировать эти значения. Подобранные указанным образом частоты  $f_1$  и  $f_2$  измеряются каким-либо частотомером. При перестройке частоты от  $f_1$  до  $f_2$  непосредственным счетом по индикатору определяют величину

$$n_{12} = N_1 - N_2. \quad (1.10)$$

Равенства (1.8), (1.9) и (1.10) образуют систему трех уравнений с тремя неизвестными  $D$ ,  $N_1$  и  $N_2$ , имеющую однозначное решение.

Приравнивая правые части первых двух уравнений с учетом третьего уравнения, получим:

$$N_1 + \Delta N = n_{12} \frac{f_1}{f_1 - f_2}; \quad (1.11)$$

$$N_2 + \Delta N = n_{12} \frac{f_2}{f_1 - f_2}. \quad (1.12)$$

В зависимости от того, каким выбрано регистрируемое значение  $\varphi$ , числа  $N_1 + \Delta N$  и  $N_2 + \Delta N$  должны быть либо целыми, либо целыми плюс половина, либо целыми плюс одна четверть. Из-за неизбежных ошибок измерений числа, вычисленные по формулам (1.11) и (1.12), могут несколько отличаться от указанных значений. Поэтому их надо обязательно округлить до ближайшего нужного значения и только после этого подставлять в уравнения (1.8) и (1.9) для вычисления расстояния.

Величина отклонения вычисленных чисел  $N + \Delta N$  от нужных значений является критерием качества измерений и поэтому строго лимитируется. Чтобы можно было уверенно произвести округление в нужную сторону, отличие должно быть менее 0,5.

Неоднозначность разрешается тем уверенней, чем больше разнесены частоты  $f_1$  и  $f_2$ , т. е. чем больше число  $n_{12}$ .

Допустим теперь, что  $n_{12} = 1$ , т. е. фиксируются две ближайшие друг к другу частоты, при которых наступает одинаковое значение  $\Delta N$  (назовем их смежными частотами). Из уравнений (1.8)–(1.10) нетрудно установить, что разность смежных частот  $\delta f$  определяется выражением

$$\delta f = \frac{v}{2D}, \quad (1.13)$$

т. е. будет тем больше, чем меньше измеряемое расстояние. Очевидно, что существует такое минимальное значение расстояния  $D_{\min}$ , при котором смежные частоты будут разнесены на концы предусмотренного в приборе диапазона изменения частоты так, что следующие частоты, при которых наблюдалось бы то же значение фазы, будут находиться уже за границами частотного диапазона дальномера. Другими словами, во всем частотном диапазоне шириной  $\Delta f$  будут наблюдаться только две «рабочие» частоты. Чтобы при перестройке частоты модуляции в диапазоне изменения частоты  $\Delta f$  всегда укладывалось не менее двух рабочих частот, необходимо выполнение условия

$$\delta f = \frac{\Delta f}{2}. \quad (1.14)$$

Отсюда получаем минимальное расстояние, которое можно однозначно измерить дальномером с плавным изменением частоты в диапазоне  $\Delta f$  :

$$D_{\min} = \frac{v}{\Delta f}. \quad (1.15)$$

В некоторых приборах (например, в советском светодальномере СГ-3) для разрешения неоднозначности используется разновидность способа плавного изменения частоты, иногда называемая способом последовательных приближений. Сущность этого варианта заключается в следующем. Из формулы (1.14) следует, что

$$D = \frac{v}{2\delta f}. \quad (1.16)$$

Расстояние, вычисленное по этой формуле, будет тем точнее, чем больше величина  $\delta f$  или чем она точнее известна. Поскольку увеличить  $\delta f$  при заданном расстоянии невозможно, идут по пути ее последовательного уточнения. Расстояние, вычисленное по формуле (1.16) с использованием непосредственно измеренного значения  $\delta f$  в начале диапазона, является первым приближением. Второе приближение для  $\delta f$  (а следовательно, для  $D$ ) получают, измеряя разность уже не смежных частот (т. е. первой и второй), а первой и третьей, разделенных интервалом  $2\delta f$ , и деля результат на 2. Следующее приближение – измерение частот, разделенных интервалом  $3\delta f$  (первой и четвертой), и деление результата на 3, и т. д. Так продолжается до тех пор, пока очередное приближение для  $D$  будет отличаться от предыдущего не более чем на  $\lambda/4$ , т. е. расстояние становится известным с точностью, необходимой для безошибочного вычисления числа  $N$  на любой из рабочих частот в пределах всего диапазона изменения частоты.

При автоматизации этого способа удобно использовать не все приближения, а только кратные  $2^k$ , где  $k$  — целое число (т. е. 1, 2, 4, 8-е и т. д.), так как при этом технически упрощается задача деления частоты.

### 1.2.2. Метод фиксированных частот

Для однозначного разрешения неоднозначности при одной фиксированной частоте необходимо приближенно знать расстояние  $D$  с такой точностью, чтобы при вычислении целого числа  $N$

$$N = \frac{2D_{\text{прибл}}}{\lambda} - \Delta N \quad (1.17)$$

оно было получено верно, т. е. ошибка  $m_N$  была бы по крайней мере менее 0,5. Из последнего равенства следует:

$$m_N = \frac{2m_D}{\lambda}. \quad (1.18)$$

Подставив сюда условие, что  $m_N$  должно быть менее 0,5, найдем, что приближенное расстояние нужно знать с ошибкой менее  $\lambda/4$ .

Дальномеры с одной фиксированной частотой, как правило, не могут обеспечить разрешение неоднозначности. Путь, позволяющий решить задачу, состоит во введении нескольких фиксированных частот. При  $m$  частотах имеем  $m$  независимых уравнений:

$$\begin{aligned} D &= \frac{v}{2f_1}(N_1 + \Delta N_1) = \frac{\lambda_1}{2}(N_1 + \Delta N_1); \\ D &= \frac{v}{2f_2}(N_2 + \Delta N_2) = \frac{\lambda_2}{2}(N_2 + \Delta N_2); \\ &\dots\dots\dots; \\ D &= \frac{v}{2f_m}(N_m + \Delta N_m) = \frac{\lambda_m}{2}(N_m + \Delta N_m), \end{aligned} \quad (1.19)$$

где все величины  $\Delta N$  известны (измерены фазометром), но неизвестны все  $N$  и  $D$ . Решение задачи может быть различным в зависимости от того, как выбраны частоты. Существуют два основных варианта построения сетки фиксированных частот: метод кратных частот и метод комбинационных частот.

**Метод кратных частот.** Основная идея этого варианта заключается в том, что приближенное значение расстояния, требуемое для определения числа  $N$  на каждой частоте, находится из измерений на следующей более низкой (меньшей в целое число раз) частоте, для определения  $N$  на которой можно знать расстояние более грубо. Для этого каждая более низкая частота должна в то же время быть достаточно высокой для того, чтобы обеспечить получение расстояния с точностью не хуже четверти длины волны предыдущей (более высокой) частоты.

Рассмотрим простой случай двух фиксированных частот. Пусть имеется частота  $f_1$  и более низкая частота  $f_2$ , выбранная в соответствии с указанными выше требованиями.

Предположим, что расстояние заранее известно с точностью не менее  $\lambda_2/4$ . Тогда мы можем определить  $N_2$  по формуле (1.17), округлив полученное значение до ближайшего целого.

Практически можно исключить промежуточную операцию вычисления приближенного расстояния для измерения на  $f_2$ . Действительно, приравняв правые части двух первых уравнений (1.19), получим

$$N_1 = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}(N_2 + \Delta N_2) - \Delta N_1, \quad (1.20)$$

и поэтому можно, найдя  $N_2$  и округлив его до целого, подставить его в формулу (1.20) и сразу получить верное значение числа  $N_1$  без промежуточного вычисления приближенного расстояния.

Отношение величин (целое число)

$$K = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \frac{f_1}{f_2}, \quad (1.21)$$

показывающее, во сколько раз грубее можно предварительно знать расстояние при двух частотах, чем при одной частоте, называется коэффициентом неоднозначности. На практике коэффициент неоднозначности выбирают из значений  $10^n$ . Чем ниже вторая частота, тем больше этот коэффициент. Однако его увеличение лимитируется тем, что при слишком низкой частоте может быть не обеспечена необходимая точность получения приближенного расстояния. Следовательно, вторая частота может быть уменьшена по сравнению с первой только до определенного предела. Если при этом требуемая точность предварительного знания приближенного расстояния еще неприемлемо высока, то вводят третью частоту, четвертую и т. д.

Рассмотренный вариант разрешения неоднозначности прост и удобен для автоматизации. Достаточно иметь только один стабилизированный генератор на наиболее высокую частоту  $f_1$ , а остальные частоты можно получить делением частоты  $f_1$ .

Таким образом, в этом варианте точное значение расстояния получают только на основной (самой высокой) частоте, а остальные частоты используются лишь для расширения диапазона однозначно измеряемого расстояния.

**Метод комбинационных частот.** В этом случае также имеется некоторый набор частот, но все они одного порядка величины, а необходимые ступени уменьшения частот создаются последовательным вычитанием каждой последующей из первой. При этом используется то обстоятельство, что разность результатов измерений на двух частотах эквивалентна результату измерения на разностной частоте.

Поясним сущность этого варианта на примере.

Пусть задана сетка из 4 частот:

$$\begin{aligned} f_1 &= 10000 \text{ кГц}; & f_3 &= 9900 \text{ кГц}; \\ f_2 &= 9000 \text{ кГц}; & f_4 &= 9990 \text{ кГц}. \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} f_1 &= 10000 \text{ кГц}; & f_1 - f_3 &= 100 \text{ кГц}; \\ f_1 - f_2 &= 1000 \text{ кГц}; & f_1 - f_4 &= 10 \text{ кГц}. \end{aligned}$$

Система уравнений аналогичная (1.19) будет иметь вид:

$$\begin{aligned}
 D &= \frac{v}{2f_1}(N_1 + \Delta N_1); \\
 D &= \frac{v}{2(f_1 - f_2)}(N_2 + \Delta N_2); \\
 &\dots\dots\dots; \\
 D &= \frac{v}{2(f_1 - f_m)}(N_m + \Delta N_m).
 \end{aligned}
 \tag{1.22}$$

### 1.3. Преобразование электромагнитных колебаний

#### 1.3.1. Модуляция

Совместное использование колебаний несущих и масштабных частот позволяет преодолеть отмеченные выше трудности, связанные как с разрешением неоднозначности, так и с обеспечением необходимой точности измерений. Вместе с тем возникает необходимость введения в схему дальномера дополнительных технических средств, позволяющих управлять одним из параметров несущих колебаний. Как уже отмечалось выше, сам процесс управления получил название модуляции, а устройства, осуществляющие это управление, – модуляторов. Колебания, возникающие в результате такого управления, называют модулированными.

Рассмотрим вкратце основные принципы управления несущими колебаниями. К настоящему времени для передачи на расстояние той или иной информации используют большое разнообразие различных видов модуляции. В том случае, если первичные колебания являются строго гармоническими, то возможное количество видов модуляции существенно ограничивается. Оно соответствует при этом числу параметров гармонического колебания. Таких параметров всего три: амплитуда, частота (или круговая частота) и фаза.

В зависимости от того, какой из параметров несущих колебаний подвергается изменениям, различают три вида модуляции: амплитудную, частотную и фазовую. Поскольку все эти три вида модуляции находят применение в дальномерной технике, проанализируем их характерные особенности.

Как уже отмечалось выше, гармонические колебания (и в частности, несущие) описываются следующим математическим выражением:

$$S = A' \cos(\omega t + \varphi_0). \tag{1.23}$$

Будем гармонически менять амплитуду этих колебаний во времени с круговой частотой  $\Omega$ , т. е.

$$A' = A + \Delta A \cos \Omega t = A(1 + m \cos \Omega t), \quad (1.24)$$

где  $A$  – амплитуда несущих колебаний при отсутствии модуляции;  
 $\Delta A$  – максимальное изменение амплитуды несущих колебаний;  
 $m = \Delta A/A$  – коэффициент, характеризующий относительные изменения амплитуды  $A$  и называемый коэффициентом глубины модуляции.

Коэффициент  $m$  является основным параметром амплитудной модуляции.

Необходимо отметить, что для передачи модулирующих колебаний с наименьшими искажениями необходимо, чтобы их частота была значительно ниже частоты несущих колебаний. Обычно на практике выполняют условие  $\omega/\Omega \geq 100$ .

Подставим выражение (1.24) в (1.23):

$$S = A(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega t + \varphi_0). \quad (1.25)$$

Уравнение (1.25) называют уравнением амплитудно-модулированных (АМ) колебаний. На рисунке 1.1 дано графическое представление АМ колебаний. Как видно из этого рисунка, коэффициент глубины модуляции  $m$  может изменяться в пределах от 0 до 1.

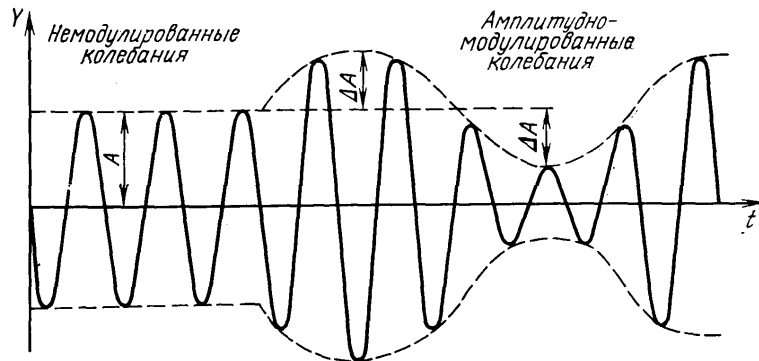


Рисунок 1.1 – Графическое изображение амплитудно-модулированных колебаний

Если в формуле (1.25) раскрыть скобки и сделать тригонометрические преобразования, то получим

$$S = A \cos(\omega t + \varphi_0) + \frac{mA}{2} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_0] + \frac{mA}{2} \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_0]. \quad (1.26)$$

Следовательно, такие простейшие АМ колебания можно рассматривать как сумму трех гармонических колебаний с частотами  $\omega$ ,  $\omega + \Omega$  и  $\omega - \Omega$ , причем первая из них носит название основной несущей, а две последние – верхней и нижней боковых частот.

Наглядное представление об амплитудно-модулированных колебаниях, состоящих из трех составляющих компонентов, можно составить из рассмотрения векторной диаграммы (рис. 1.2). Вектор  $OA$  колебаний основной несущей частоты имеет длину  $A$ , которая характеризует амплитуду колебаний этой составляющей. Он вращается с угловой скоростью  $\omega$ . Векторы  $AB$  и  $AC$  с амплитудами  $mA/2$  вращаются с угловыми скоростями  $\omega + \Omega$  и  $\omega - \Omega$ , что эквивалентно вращению этих векторов относительно вектора  $OA$  с угловой скоростью  $\Omega$  в противоположные стороны. Сумма всех трех векторов, соответствующая амплитудно-модулированному колебанию, представлена на данном рисунке вектором  $OD$ . Этот вектор всегда совпадает по направлению с вектором основной несущей частоты  $OA$ , что свидетельствует о его вращении с неизменной угловой скоростью  $\omega$ . Что касается его длины, то она периодически изменяется по мере вращении векторов  $AB$  и  $AC$  относительно  $OA$ . Это означает, что данное результирующее колебание имеет постоянную частоту, но изменяющуюся с течением времени амплитуду, т. е. является амплитудно-модулированным колебанием.

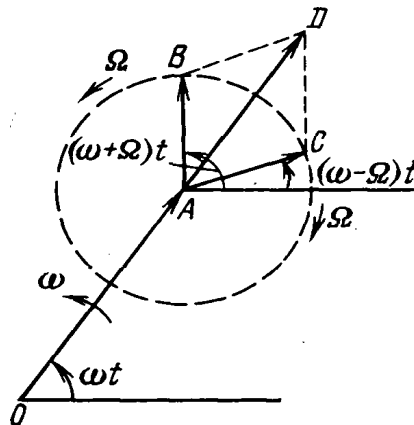


Рисунок 1.2 – Векторная диаграмма АМ колебаний

При реализации частотно-модулированных (ЧМ) колебаний с течением времени изменяется не амплитуда, а частота несущих колебаний.

Пусть исходные несущие колебания так же, как и в предыдущем случае, определяются формулой

$$S = A \cos(\omega t + \varphi_0) = A \cos \theta(t). \quad (1.27)$$

Под воздействием гармонических модулирующих колебаний несущая частота изменяется согласно уравнению

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t, \quad (1.28)$$

где  $\omega_0$  – круговая частота немодулированных несущих колебаний;

$\Delta\omega$  – максимальное отклонение круговой частоты под воздействием модулирующих колебаний, именуемое девиацией частоты.

При анализе частотной модуляции необходимо прежде всего отметить следующую характерную особенность данного вида модуляции.

Изменение значения круговой частоты свидетельствует о том, что мы имеем дело с колебаниями, скорость изменения фазы которых не остается постоянной с течением времени. В то же время уравнение гармонических колебаний вида  $S = A \cos(\omega t + \varphi_0)$  получено в предположении, что частота данных колебаний постоянна. Поэтому непосредственная подстановка значения  $\omega$ , определяемого уравнением (1.28), в уравнение (1.27) недопустима.

Как известно из общего курса физики, скорость поступательного движения тела в общем виде определяется уравнением  $v = dx/dt$ .

Применительно к колебательным движениям величиной, эквивалентной расстоянию  $x$ , является текущая фаза  $\theta(t)$ . Поэтому угловая скорость  $\omega(t)$  в общем виде определяется как

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt},$$

откуда текущая фаза для рассматриваемой частотной модуляции описывается следующим математическим выражением:

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0,$$

где постоянная интегрирования  $C$  равна в нашем случае начальной фазе.

Подставляя значение  $\theta(t)$  в формулу (1.27), получим уравнение для частотно-модулированных колебаний:

$$S = A \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0), \quad (1.29)$$

где  $\beta = \Delta\omega/\Omega$  – коэффициент, определяемый отношением девиации частоты к частоте модулирующих колебаний и называемый индексом частотной модуляции.

Коэффициент  $\beta$  является основным параметром частотной модуляции. Его величина может принимать любые положительные значения. Однако практически для ограничения частотного спектра величину  $\beta$  выбирают в пределах от нуля до нескольких десятков.

Графическое изображение ЧМ колебаний показано на рисунке 1.3.

Так же, как и при амплитудной модуляции, ЧМ колебания можно представить в виде суммы простых гармонических колебаний. Не останавливаясь на громоздких промежуточных математических преобразованиях, приведем уравнение (1.29) в следующем виде:

$$S = A\{J_0(\beta)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + J_1(\beta)\cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0] - J_1(\beta)\cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0]\}, \quad (1.30)$$

где  $J_0$  и  $J_1$  – вспомогательные коэффициенты, однозначно определяемые через величину  $\beta$ .

Физический смысл уравнения (1.30) состоит в том, что ЧМ колебание, представляющее собой колебательное движение с переменной скоростью изменения текущей фазы, можно заменить суммой большого количества гармонических колебательных движений различной частоты, в каждом из которых скорость изменения текущей фазы постоянна. При этом амплитуды гармонических составляющих определяются индексом частотной модуляции  $\beta$ .

В современных дальномерных системах, как правило, используются ЧМ колебания с небольшим индексом частотной модуляции (от 0 до 1).

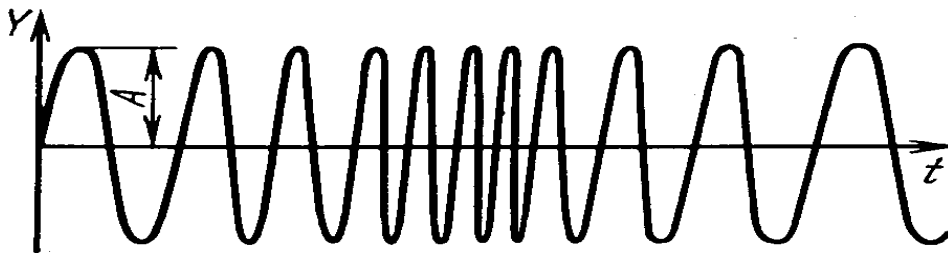


Рисунок 1.3 – Графическое изображение частотно-модулированных колебаний

Формальное сравнение уравнений (1.26) и (1.30), характеризующих АМ и ЧМ колебания, свидетельствует о том, что данные колебания содержат одни и те же составляющие, которые могут иметь несколько различное соотношение амплитуд колебаний основной несущей и боковых частот. Принципиальное отличие состоит в том, что составляющая нижней боковой частоты для ЧМ колебаний имеет противоположный знак. Для того чтобы оценить роль этого знака, рассмотрим векторную диаграмму для ЧМ колебаний, соответствующую уравнению (1.30).

Принцип построения диаграммы, приведенной на рисунке 1.4, аналогичен тому, который был использован при анализе АМ колебаний (см. рис. 1.2), но в соответствии с уравнением (1.30) вектор  $AC$ , характеризующий составляющую нижней боковой частоты, имеет противоположное направление. В результате вектор  $AD$ , соответствующий сумме векторов  $AB$  и  $AC$  боковых составляющих, уже не совпадает с направлением вектора  $OA$  основной составляющей, а перпендикулярен к ней. При этом по мере вращения векторов  $AB$  и  $AC$  результирующий вектор  $OD$  качается относительно вектора

несущей частоты  $OA$ . Что касается длины вектора  $OD$ , то в соответствии с основным уравнением (1.29) для ЧМ колебаний эта длина должна оставаться постоянной. Некоторое отличие длины вектора  $OD$  от  $OA$  (рис. 1.4) обусловлено тем, что мы не учитываем в данном случае влияние высших гармоник. При более строгом рассмотрении конец результирующего вектора  $OD$  перемещается по дуге окружности, т. е. не изменяет свою длину, а в результате качания около вектора  $OA$  его угловая скорость все время изменяется, что и характеризует основные отличительные особенности ЧМ колебаний.

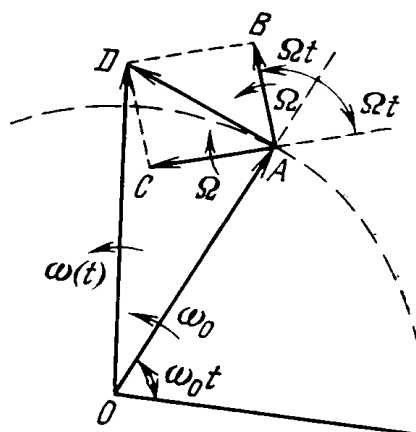


Рисунок 1.4 – Векторная диаграмма ЧМ колебаний

При фазовой модуляции (ФМ) под воздействием управляющего сигнала изменяется начальная фаза несущих колебаний. Поскольку в геодезических фазовых дальномерах модуляция этих колебаний осуществляется, как правило, гармоническим сигналом, то уравнение для ФМ колебаний имеет следующий вид:

$$S = A \cos(\omega_0 t + \Delta\psi \sin \Omega t + \varphi_0), \quad (1.31)$$

где  $\Delta\psi$  – индекс фазовой модуляции.

Сопоставление уравнений (1.29) и (1.31), написанных для ЧМ и ФМ колебаний, свидетельствует о том, что эти два вида модулированных колебаний описываются одинаковыми математическими выражениями. Поэтому все особенности прохождения таких двух разновидностей модулированных несущих колебаний как через атмосферу, так и по электрическим цепям дальномера одинаковы. Различие состоит лишь в технической реализации этих видов управления несущими колебаниями, причем индексы модуляции  $\beta$  и  $\Delta\psi$  по-разному зависят от параметров модулирующего сигнала. Так, если индекс ФМ колебаний  $\Delta\psi$  определяется только амплитудой управляющего сигнала, то индекс ЧМ колебаний  $\beta$  зависит не только от амплитуды, но и от частоты этого сигнала.

### 1.3.2. Демодуляция

Демодуляцией или детектированием в радиотехнике называется такой процесс, в результате которого из сложного модулированного колебания выделяется (восстанавливается) модулирующее колебание. Соответствующие устройства называются демодуляторами или детекторами. Различают детекторы АМ, ЧМ и ФМ колебаний. При этом детектирование ЧМ и ФМ колебаний наиболее просто осуществляется путем преобразования их в АМ колебание, которое затем детектируется. Детектирование АМ колебания представляет собой нелинейную операцию, в процессе которой происходит перемножение этого колебания

$$S_{AM} = A_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

либо на колебание несущей частоты  $S_H = A_0 \cos \omega_0 t$ , либо само на себя (квадратичное детектирование). В результате перемножения получается сумма слагаемых (спектр), одно из которых будет иметь модулирующую частоту  $\Omega$ . Например, в первом случае получаем

$$S_{AM} S_H = \frac{A_0^2}{2} + \frac{mA_0^2}{2} \cos \Omega t + \frac{A_0^2}{2} (1 + m \cos \Omega t) \cos 2\omega_0 t. \quad (1.32)$$

Второй член этого выражения есть искомое колебание модулирующей частоты  $\Omega$ , которое можно выделить при помощи соответствующих фильтров.

Детектирование, описываемое выражением вида (1.32), носит название синхронного детектирования (т. е. детектирования, при котором перемножаемые сигналы имеют одинаковую частоту). На синхронном детектировании основана работа фазовых детекторов, используемых в дальномерах.

### 1.3.3. Гетеродинирование

Гетеродинированием называют взаимодействие (смещение) колебаний двух (или более) различных частот. Это взаимодействие может представлять собой перемножение или более сложную операцию, определяемую видом характеристики смесителя. Гетеродинирование используется для преобразования, в частности, понижения частоты колебаний. Если на смеситель поступает сигнал

$$S = A(\cos \omega t + \varphi_0)$$

и сигнал от гетеродина (вспомогательного генератора)

$$S_g = B(\cos \omega_g t + \varphi_g),$$

то на выходе смесителя образуется совокупность (спектр) колебаний различных комбинационных частот, среди которых имеются колебания разностной частоты  $\Omega = |\omega - \omega_e|$  вида

$$s = C \cos[\Omega t + (\varphi_0 - \varphi_e)]. \quad (1.33)$$

Эти колебания можно выделить при помощи фильтра, настроенного на разностную частоту  $\Omega$ . Таким образом, происходит понижение частоты сигнала  $\omega$  до значения  $\Omega$ . При этом фаза колебания разностной частоты равна разности фаз смешиваемых колебаний.

Предположим, что имеются два колебания одинаковой высокой частоты с различными начальными фазами:

$$S_1 = A_1(\cos \omega t + \varphi_1);$$

$$S_2 = A_2(\cos \omega t + \varphi_2).$$

Разность фаз этих колебаний

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1.$$

Пусть каждое из этих колебаний смешивается с колебаниями гетеродина:

$$S_e = B(\cos \omega_e t + \varphi_e)$$

В результате смешения  $S_1$  и  $S_e$  (и фильтрации) получим колебание разностной частоты:

$$s_1 = C_1 \cos[\Omega t + (\varphi_1 - \varphi_e)],$$

а в результате смешения  $S_2$  и  $S_e$  – колебание разностной частоты

$$s_2 = C_2 \cos[\Omega t + (\varphi_2 - \varphi_e)].$$

Разность фаз двух последних колебаний

$$(\varphi_2 - \varphi_e) - (\varphi_1 - \varphi_e) = \varphi_2 - \varphi_1 = \Delta\varphi, \quad (1.34)$$

т. е. разность фаз колебаний разностной частоты равна разности фаз исходных колебаний, или, другими словами, при гетеродинировании фазовые соотношения не изменяются. Этот весьма важный вывод говорит о том, что измерение разности фаз двух колебаний высокой частоты можно, применив гетеродинирование, заменить измерением разности фаз двух низкочастотных колебаний, что выполняется технически проще и точнее. Поэтому гетеродинирование используется в современных дальномерных устройствах.

Схема реализации гетеродинного метода в дальномерях представлена на рисунке 1.5. На входы смесителей СМ1 и СМ2 подаются сигналы  $\omega_{\text{инф}}$  и  $\omega_{\text{он}}$  с частотой основного (масштабного) генератора и  $\omega_2$  с частотой

вспомогательного генератора (ВГ). Здесь и далее сигнал, прошедший по дистанции, будем называть информационным, а сигнал, вырабатываемый основным генератором в момент возвращения информационного с дистанции, – опорным. На выходах смесителей вырабатываются сигналы с частотой  $\Omega$ , которые подаются в фазоизмерительное устройство ( $\Phi$  – фазометр).

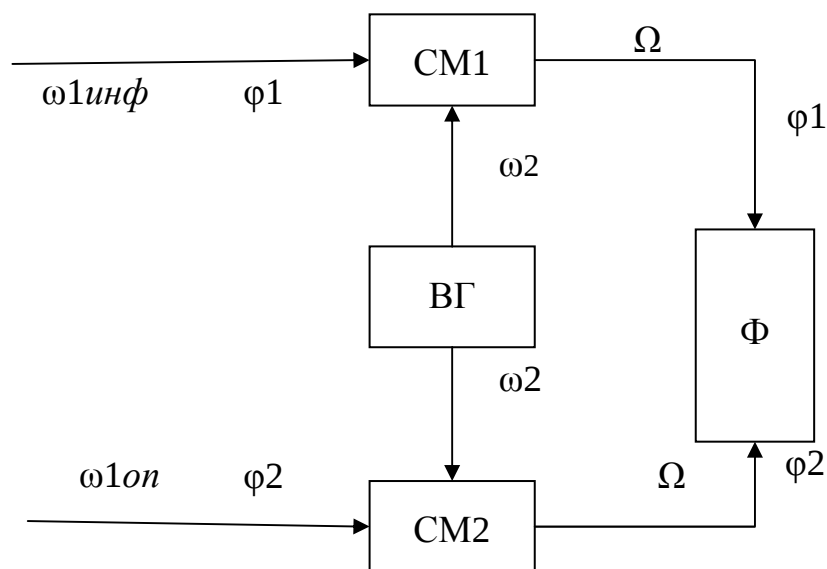


Рисунок 1.5 – Схема реализации гетеродинного метода

#### 1.4. Скорость распространения электромагнитных волн

При всех косвенных методах определения длин линий, основанных на измерении времени прохождения электромагнитных волн, необходимо в момент выполнения измерений знать скорость распространения этих волн. Однако отмеченная скорость сохраняет свое постоянное значение только в вакууме. В реальной среде скорость электромагнитных волн зависит как от состояния атмосферы (температуры, давления и влажности воздуха), так и от длины волны используемых излучений. В этой связи рассмотрим основные методы определения интересующей нас скорости, которые нашли применение в дальномерной технике.

Следует заметить, что проблема определения скорости электромагнитных волн на протяжении нескольких сотен лет вызвала повышенный интерес у многих ученых различных стран мира. При этом многочисленные экспериментальные исследования были направлены прежде всего на получение наиболее точного значения этой важнейшей физической константы. На основе прямых измерений длины волны оптических излучений и соответствующей ей частоты получено следующее значение скорости света в вакууме:  $c = 299\,792\,458 \pm 1,2$  м/с. Это значение, характеризующее относительной погрешностью  $4 \cdot 10^{-9}$ , принято в настоящее время как международное.

При распространении электромагнитных излучений в той или иной материальной среде (и в частности, в атмосфере) приходится учитывать тот факт, что атомы и молекулы компонентов, входящих в состав этой среды, под воздействием внешнего электромагнитного поля сами становятся источниками излучения электромагнитных волн. Возникающие при этом так называемые вторичные волны распространяются с некоторым запозданием относительно первичных волн, что, в свою очередь, обуславливает уменьшение скорости результирующих волн, образующихся в результате взаимодействия первичных и вторичных волн. Количественно уменьшение скорости оценивается через показатель преломления среды

$$v = c / n, \quad (1.35)$$

где  $v$  – скорость распространения электромагнитных волн в интересующей нас среде;

$n$  – показатель преломления этой среды.

Величина показателя преломления зависит от электрических свойств атомов, входящих в состав среды, количества этих атомов в единице объема, а также от взаимной близости частоты используемого излучения относительно одной из резонансных частот отмеченных атомов. Зависимость показателя преломления от частоты получила название дисперсии.

#### 1.4.1. Зависимость показателя преломления от частоты излучения

Дисперсионные свойства воздуха наиболее контрастно проявляются вблизи резонансных частот электронов, которые расположены в ультрафиолетовой части оптического диапазона. В видимой и ближней инфракрасной областях, которые широко используются в современных светодальномерах, из-за влияния отмеченных резонансов зависимость показателя преломления воздуха от длины волны носит характер монотонно убывающей функции (рис. 1.6), аналитически описываемой формулой Коши:

$$(n - 1)10^{-6} = A + \frac{B}{\lambda^2} + \frac{C}{\lambda^4}, \quad (1.36)$$

где  $\lambda$  – длина волны излучения;

$A$ ,  $B$  и  $C$  – постоянные коэффициенты, величины которых определяются экспериментально.

Поскольку для воздуха величина показателя преломления может принимать значения, ориентировочно равные 1,0003–1,0004, то на практике для удобства вычислений чаще оперируют не с показателем преломления  $n$ , а с индексом преломления  $N$ , которые связаны между собой соотношением

$$N = (n - 1) \cdot 10^6. \quad (1.37)$$

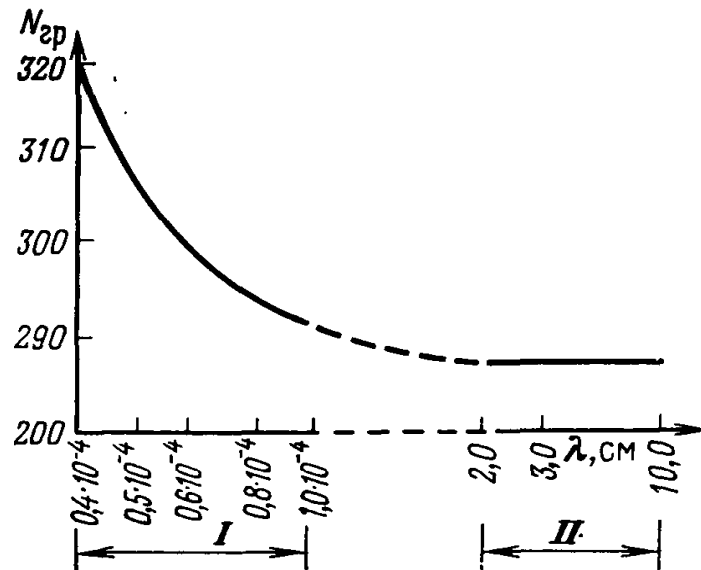


Рисунок 1.6 – График изменения группового показателя преломления воздуха в зависимости от длины волны несущих колебаний:  
I – оптический диапазон; II – диапазон сантиметровых радиоволн

В связи с тем, что показатель преломления воздуха зависит от состояния атмосферы, то числовые значения коэффициентов А, В и С определяют для стандартной атмосферы, характеризуемой вполне определенными величинами метеопараметров. Для вычисления показателя преломления в оптическом диапазоне при дальномерных измерениях используют формулу Эдлена, которая для сухого воздуха при температуре 0 °С и давлении воздуха 760 мм рт. ст. может быть представлена в следующем виде:

$$N = (n - 1) \cdot 10^6 = 287,569 + \frac{1,6206}{\lambda^2} + \frac{0,0139}{\lambda^4}, \quad (1.38)$$

где длина волны  $\lambda$  выражена в мкм.

При применении в дальномерах модулированных колебаний спектр излучений состоит из целого ряда спектральных составляющих с различными длинами волн, которые при использовании оптического диапазона будут распространяться в воздухе с различной скоростью. Поэтому определение показателя преломления, а следовательно, и результирующей скорости распространения такой группы волн нуждается в пояснении.

При измерении расстояний светодальномерами нас интересует скорость распространения модулированных колебаний и, в частности, скорость распространения «огibaющей» этих колебаний. Покажем, из каких предпосылок определяется эта скорость, для чего напишем уравнение для бегущих волн в форме соотношения (1.26):

$$S = A \cos \left[ \omega \left( t - \frac{x}{v_1} \right) + \varphi_0 \right] + \frac{mA}{2} \cos \left[ (\omega + \Omega) \left( t - \frac{x}{v_2} \right) + \varphi_0 \right] + \frac{mA}{2} \cos \left[ (\omega - \Omega) \left( t - \frac{x}{v_3} \right) + \varphi_0 \right], \quad (1.39)$$

где  $x$  – расстояния от излучателя;

$v_1$ ,  $v_2$  и  $v_3$  – скорости распространения отдельных составляющих излучаемого спектра.

Остальные обозначения те же, что и в формуле (1.26).

Значения скорости  $v_1$ ,  $v_2$  и  $v_3$  представляют собой скорость перемещения фазового фронта гармонических колебаний определенной длины волны, причем под фазовым фронтом понимают поверхность, на которой лежат точки с одинаковым значением фазы. В связи с этим такую скорость называют фазовой.

Если привести уравнение (1.39) к виду, представленному формулой (1.25), во фронте волны получим некоторую «огибающую» по спектру со скоростями  $v_1$ ,  $v_2$  и  $v_3$ .

В литературе скорость распространения «огибающей» часто отождествляют с групповой скоростью, под которой понимают скорость распространения электромагнитной энергии группы волн.

В связи с введением двух понятий для скорости распространения электромагнитных волн (фазовой и групповой) аналогичные определения применяют и для показателя преломления воздуха:  $v_{gp} = c/n_{gp}$  и  $v_\phi = c/n_\phi$ .

При этом

$$n_{gp} = n_\phi + \frac{\omega}{\Omega} \cdot \frac{\delta n_\phi}{v_\phi} n_\phi \quad (1.40a)$$

или

$$n_{gp} = n_\phi - \frac{dn_\phi}{\lambda}. \quad (1.40б)$$

Последняя формула в литературе получила название формулы Рэлея. С использованием этого соотношения формула Эдлена для группового показателя преломления, отнесенного к стандартной атмосфере, принимает вид

$$N = (n - 1)10^6 = A + \frac{3B}{\lambda^2} + \frac{5C}{\lambda^4} = 287,569 + \frac{4,8618}{\lambda^2} + \frac{0,0695}{\lambda^4}. \quad (1.41)$$

### 1.4.2. Зависимость показателя преломления от метеоусловий

Для зависимости показателя преломления от метеоэлементов в условиях, отличающихся от стандартных, предложено несколько формул. При светодальнометрии наиболее применяемой является формула Баррелла и Сирса, которую для группового индекса преломления можно представить в приближении

$$N = N_0 \frac{T_0}{P_0} \cdot \frac{P}{T} - \left( 17,045 - \frac{0,5572}{\lambda^2} \right) \cdot \frac{e}{T}, \quad (1.42)$$

где  $N_0$  – стандартный индекс преломления;

$T_0$  и  $P_0$  — соответствующие стандартные значения абсолютной температуры и давления воздуха, при которых вычислен  $N_0$ .

Следует заметить, что эта формула не отвечает структуре  $N = N_C + N_B$ , т. е. первое и второе слагаемые в уравнении (1.42) не равны индексам преломления сухого воздуха и водяных паров соответственно, так как  $P$  в первом слагаемом – это общее атмосферное, а не парциальное давление сухого воздуха. Последнее равно  $P_c = P - e$ , и формула (1.42), приведенная к виду  $N = N_C + N_B$ , должна быть записана следующим образом:

$$N = N_0 \frac{T_0}{P_0} \cdot \frac{P - e}{T} + \left[ N_0 \frac{T_0}{P_0} - \left( 17,045 - \frac{0,5572}{\lambda^2} \right) \right] \cdot \frac{e}{T}. \quad (1.43)$$

При определении скорости распространения ультракоротких радиоволн, используемых в наземных геодезических радиодальномерах, приходится учитывать следующие особенности.

Во-первых, нетрудно установить, что в радиодиапазоне величина показателя преломления практически не зависит от длины волны. Поэтому из-за отсутствия в этом диапазоне дисперсии понятия фазовой и групповой скорости совпадают.

Во-вторых, в УКВ диапазоне по сравнению с оптическим диапазоном резко возрастает влияние водяных паров. Это объясняется тем, что из-за инерционных свойств полярных молекул воды электромагнитные поля различных диапазонов оказывают на них различное влияние. В радиодиапазоне, т. е. на более низких частотах, полярные молекулы водяных паров приобретают не только электронную поляризацию, но и сами достаточно быстро ориентируются, следуя за изменениями внешнего поля. При этом они становятся заметным источником вторичных волн. В оптическом диапазоне, т. е. на более высоких частотах, из-за своей инерционности эти молекулы не успевают изменять ориентировку, вследствие чего интенсивность отмеченных вторичных излучений резко уменьшается.

Показатель преломления в каждой точке зависит только от метеорологических элементов  $T, P, e$ . Эта зависимость выражается формулой

$$N = a \frac{P}{T} + b \frac{e}{T} + c \frac{e}{T^2}. \quad (1.44)$$

В диапазоне дециметровых, сантиметровых и миллиметровых радиоволн XII Генеральная ассамблея Международного геодезического и геофизического союза (1960 г.) рекомендовала для коэффициентов  $a, b$  и  $c$  использовать значения, полученные Эссеном и Фрумом. Смит и Вейнтрауб на основании анализа данных различных авторов предложили несколько иные коэффициенты для формулы (1.43).

Формула (1.44), представленная в виде  $N = N_C + N_B$ , записывается следующим образом:

$$N = a \frac{P - e}{T} + \left( a + b + \frac{c}{T} \right) \cdot \frac{e}{T}. \quad (1.45)$$

### 1.4.3. Среднеинтегральный показатель преломления

Рассмотренные в предыдущем подразделе формулы справедливы для каждой отдельной точки вдоль пути распространения волны. Реальная атмосфера – неоднородная среда, в которой значения  $T, P, e$  меняются от точки к точке. Следовательно, показатель преломления, а значит, и скорость распространения волны будут меняться вдоль трассы. Логически очевидно, что в качестве скорости  $v$  должна фигурировать некоторая средняя скорость  $\langle v \rangle$  – скорость, осредненная вдоль всего пути электромагнитной волны.

$$\langle v \rangle = \frac{c}{\frac{1}{D} \int_0^D n(x) dx} = \frac{c}{\langle n \rangle}, \quad (1.46)$$

где  $x$  – текущее значение расстояния.

Величина

$$\langle n \rangle = \frac{1}{D} \int_0^D n(x) dx \quad (1.47)$$

представляет собой среднеинтегральный (средний вдоль трассы) показатель преломления воздуха, к определению которого сводится задача о нахождении средней скорости  $\langle v \rangle$ .

Определение среднеинтегрального показателя преломления – задача весьма непростая. Для строгого ее решения необходимо знать распределение метеозлементов вдоль всей трассы распространения волны. Это распределение нам неизвестно – чтобы его знать, надо измерить температуру,

давление и влажность в каждой точке трассы или во всяком случае в достаточно большом количестве отдельных точек. Практически же измеряют метеоэлементы лишь в двух крайних точках – на концах линии; измерения даже в одной дополнительной точке где-то в середине трассы сопряжены с большими техническими и организационными трудностями, а в горных районах практически невозможны. Отметим, что распределение метеоэлементов на трассе луча может быть получено, если организовать так называемое самолетное зондирование атмосферы – полет оборудованного соответствующей аппаратурой самолета (или вертолета) вдоль трассы. Несмотря на то, что практически вряд ли можно обеспечить полет самолета точно по линии измерения, а также то, что само движение самолета может вызывать локальные изменения метеопараметров, этот способ в ряде случаев может дать неплохие результаты. Однако понятно, что самолетное зондирование настолько громоздко, дорого и т. д., что если оно еще и может быть применено при работах научно-исследовательского характера, то совершенно неприемлемо при обычных дальномерных измерениях.

Иногда даже ограничиваются измерением метеоэлементов на одном конце линии (при длине линии примерно менее 5 км и превышении между концами линии примерно не более 100 м).

Такой способ определения показателя преломления приемлем при измерениях не особенно высокой точности, производимых дальномерами, инструментальная ошибка которых соизмерима с ошибкой, возникающей из-за указанной приближенности определения среднеинтегрального показателя преломления.

Для повышения точности определения среднеинтегрального показателя преломления (при метеоизмерениях на концах линии) стремятся измерять линию дальномером при различных метеоусловиях, для чего приходится «растягивать» измерения, выполняя их в различное время суток. Основанием к такому методическому приему служит то обстоятельство, что, поскольку при изменении метеоусловий меняется неизвестное нам распределение метеоэлементов на трассе, значение показателя преломления, выведенное по измерениям метеоэлементов на концах линии и осредненное по различным метеоусловиям, будет с большей вероятностью приближаться к среднеинтегральному значению, чем при неизменной метеорологической ситуации.

Указанный прием несколько повышает точность, но не дает радикального решения задачи, ибо не устраняет приближенность определения  $\langle n \rangle$ .

При измерениях, производимых дальномерами высокой инструментальной точности, приближенность определения среднеинтегрального показателя преломления может существенно влиять на точность измерения расстояния. Именно это влияние в настоящее время ограничивает повышение

точности дальномерных измерений. Поэтому проблема более точного определения  $\langle n \rangle$  является одной из важнейших задач современной геодезической дальнометрии.

Светодальнометры, как правило, обеспечивают более высокую точность измерений, чем радиодальнометры, так как измерения в оптическом диапазоне свободны от ошибок из-за отражений от подстилающей поверхности и требуют менее точного учета влияния влажности. Поэтому проблема определения среднеинтегрального показателя преломления воздуха встает в первую очередь при высокоточной светодальнометрии. Эта проблема может быть решена применением так называемого дисперсионного метода, обеспечивающего возможность аппаратного (инструментального) определения среднего вдоль трассы показателя преломления. Аппаратурное определение величины  $\langle n \rangle$  при измерении расстояний принято называть дальномерной рефрактометрией.

Поясним сущность метода. Пусть имеются два источника, получающие свет различных длин волн:  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ . Среднеинтегральные показатели преломления на трассе  $D$  для этих длин волн вследствие дисперсии будут также различны:  $\langle n_1 \rangle$  и  $\langle n_2 \rangle$ . Поэтому эти две волны, пройдя одно и то же геометрическое расстояние  $D$ , пройдут различные оптические пути  $S_1 = D\langle n_1 \rangle$  и  $S_2 = D\langle n_2 \rangle$ , а их разность будет

$$\Delta S = S_1 - S_2 = D(\langle n_1 \rangle - \langle n_2 \rangle). \quad (1.48)$$

Для  $\langle n_1 \rangle$  и  $\langle n_2 \rangle$  можно записать:

$$\langle n_1 \rangle - 1 = \frac{T_0}{P_0}(n_{01} - 1) \left\langle \frac{P}{T} \right\rangle, \quad (1.49)$$

$$\langle n_2 \rangle - 1 = \frac{T_0}{P_0}(n_{02} - 1) \left\langle \frac{P}{T} \right\rangle, \quad (1.50)$$

где  $n_{01}$  и  $n_{02}$  – показатели преломления в стандартных условиях (при  $T_0$  и  $P_0$ ) для длин волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  соответственно.

Вычтем (1.50) из (1.49) и определим из полученного равенства величину  $\left\langle \frac{P}{T} \right\rangle$ :

$$\left\langle \frac{P}{T} \right\rangle = \frac{P_0}{T_0} \cdot \frac{\Delta n}{\Delta n_0}, \quad (1.51)$$

где  $\Delta n = \langle n_1 \rangle - \langle n_2 \rangle$ ,  $\Delta n_0 = n_{01} - n_{02}$ .

Подставляя уравнение (1.51) в выражения (1.49) и (1.50), найдем:

$$\langle n_1 \rangle - 1 = \frac{\Delta n}{\Delta n_0} (n_{01} - 1);$$

$$\langle n_2 \rangle - 1 = \frac{\Delta n}{\Delta n_0} (n_{02} - 1).$$

Учитывая, что в соответствии с формулой (1.48)  $\Delta n = \Delta S / D$ , перепишем последние два равенства в виде

$$\langle n_1 \rangle - 1 = \frac{\Delta S}{D} A_1; \quad (1.52)$$

$$\langle n_2 \rangle - 1 = \frac{\Delta S}{D} A_2, \quad (1.53)$$

где  $A_1 = (n_{01} - 1)\Delta n_0$  и  $A_2 = (n_{02} - 1)\Delta n_0$ .

Основная трудность при реализации дисперсионного метода – высокие требования к точности измерения разности оптических путей  $\Delta S$ . Непосредственно из уравнений (1.52) и (1.53) для ошибок получим:

$$m_{\Delta S} = \frac{D}{A} m_{\langle n \rangle}. \quad (1.54)$$

Из уравнения (1.54) видно, что чем больше коэффициент  $A$ , тем жестче допуск на точность измерения разности оптических путей. Поэтому следует стремиться к максимальному уменьшению этого коэффициента. Он зависит от выбора длин волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ : чем больше они разнесены по спектру, тем больше разность  $\Delta n_0$  и, следовательно, тем меньше  $A$ .

## 1.5. Принципиальное устройство фазовых светодальномеров

### 1.5.1. Обобщенная функциональная схема дальномера с пассивным ответом

Рассмотрим требования, которые предъявляются к основным составным частям светодальномера, включающего в себя передающее и приемное устройства (рис. 1.7).

Основное назначение передающей части любого светодальномера состоит в том, чтобы обеспечить излучение модулированного сигнала в виде узкого светового луча в направлении на удаленный отражатель. Эта задача независимо от особенностей того или иного светодальномера решается такими компонентами, как источник излучения, модулятор света, генератор масштабной частоты и передающая оптическая система.

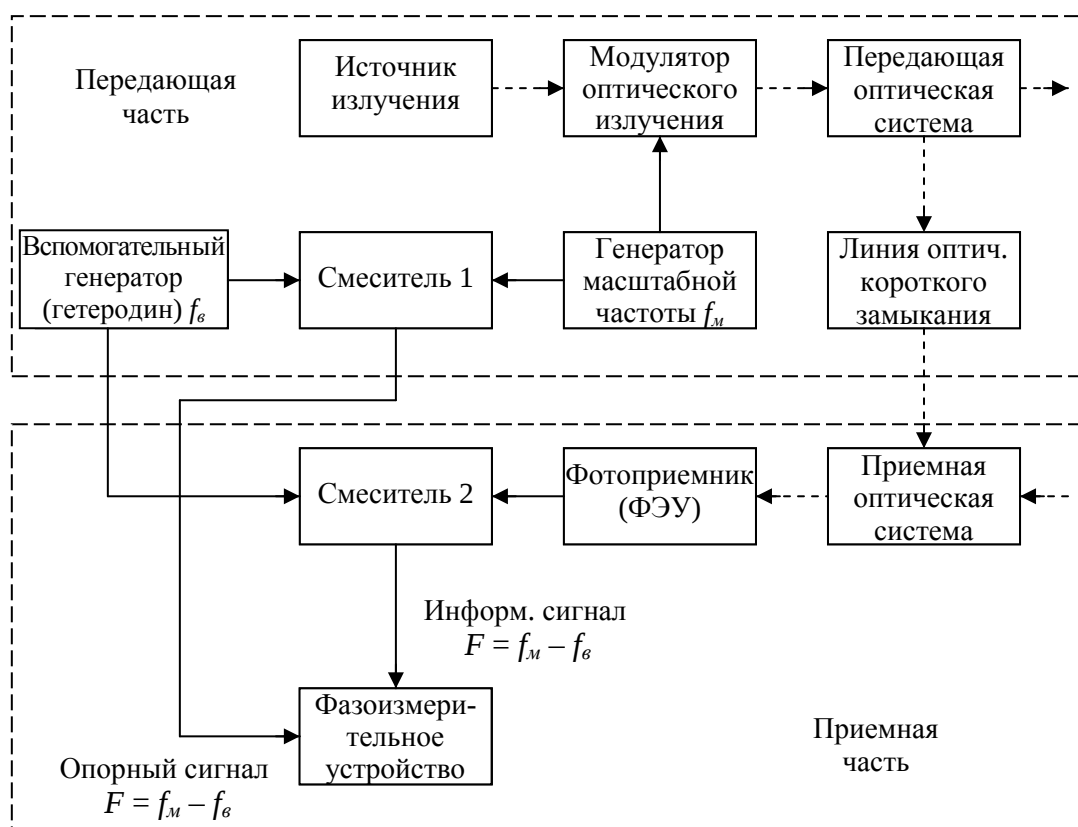


Рисунок 1.7 – Обобщенная функциональная схема фазового светодальномера

Для удовлетворения требования работоспособности дальномера в дневных условиях в качестве источников света используют такие излучатели, которые обеспечивали бы высокую интенсивность излучаемой энергии в узком спектральном диапазоне.

Поскольку для осуществления фазовых измерений в рассматриваемых типах дальномеров необходимы модулированные колебания, то во всех разновидностях светодальномеров излучаемый источником световой поток подвергается тем или иным периодическим изменениям с помощью модуляторов света, работой которого управляет генератор масштабной частоты. Взаимодействие перечисленных компонентов показано на рисунке 1.7, где направления прохождения оптических сигналов условно обозначены штриховыми линиями, а электрических – сплошными.

Для обеспечения высокой точности измерений свет модулируют с частотой в десятки мегагерц. При создании портативных светодальномеров функции источника излучения и модулятора объединяют в одном узле.

Как отмечалось ранее, масштабная частота определяет длину того «метра», которым измеряется расстояние. Поэтому ее нестабильность непосредственно влияет на точность линейных измерений. Исходя из вышеизложенного, основное требование, которое предъявляется к генератору

масштабной частоты, – обеспечение генерирования стабильных по частоте электрических колебаний в заданном диапазоне. Для стабилизации частоты, как правило, используют кварцевые резонаторы.

Основное назначение включенной на выходе модулятора передающей оптической системы состоит в том, чтобы сконцентрировать излучаемый световой поток в узкий луч с малым углом расходимости, который в процессе выполнения измерений направляется на удаленный отражатель. Кроме того, для повышения стабильности приборной поправки в состав светодальномера вводят линию оптического короткого замыкания (ОКЗ).

Наряду с вышеизложенным передающая часть любого светодальномера должна быть связана с приемной частью каналом для прохождения опорного сигнала. В соответствии со схемой, приведенной на рисунке 1.7, этот сигнал передается от генератора масштабной частоты в фазометр по электрическим цепям, причем для реализации низкочастотного метода фазовых измерений в указанном тракте происходит преобразование частоты с  $f_m$  на  $F = f_m - f_e$ , для чего в обобщенной функциональной схеме предусмотрены гетеродин, генерирующий колебания с частотой  $f_e$ , и смесительное устройство (смеситель 1).

Основное назначение приемной части светодальномера состоит в том, чтобы принять поступающий с дистанции или по линии ОКЗ оптический информационный сигнал, преобразовать его в электрический и произвести фазовое сравнение с опорным сигналом. Эта задача решается с помощью приемной оптической системы, фотоэлектронный приемник и фазоизмерительное устройство, взаимодействие которых показано на рисунке 1.7.

В конструктивном отношении приемная и передающая оптические системы имеют много общего, что создает предпосылки для их совмещения. В современных дальномерах часто применяют совмещенные оптические системы. Это позволяет не только сделать конструкцию более компактной, но и устранить трудности эксплуатации дальномеров на линиях небольшой длины, обусловленные несовмещением траекторий, по которым распространяются излучаемые и принимаемые сигналы.

Фотоэлектронные приемники, применяемые в светодальномерах, предназначены для преобразования принимаемого моделированного оптического сигнала в электрический с последующим выделением информационного сигнала. К фотоприемникам предъявляются такие основные требования, как высокая чувствительность к слабым световым сигналам используемого спектра излучения, способность выделения с минимальным ослаблением

информационного сигнала на фоне шумов. Кроме того, при реализации низкочастотного метода зачастую фотоприемник выполняет и функции смесителя (смеситель 2, рис.1.7).

Применяемые в большинстве современных светодальномеров цифровые фазометры в сочетании со встроенными микропроцессорами позволяют на цифровом табло получать полное значение измеряемого расстояния, автоматически корректировать информацию и автоматически управлять процессом измерений.

### 1.5.2. Варианты схем с фазовым детектированием на частоте модуляции

Фазовое детектирование на частоте модуляции может осуществляться либо в устройстве аналогичном модулятору света, либо в фотоприемнике. В первом случае схема имеет, как правило, «симметричное» построение и часто называется схемой с синхронной демодуляцией.

Обобщенная блок-схема рассматриваемого варианта соответствует рисунку 1.8. Основным в этой схеме является то, что модулирующее напряжение от генератора поступает на модулятор света и на фазовый детектор (демодулятор), в качестве которого используется точно такое же устройство, как и модулятор. Если дальномер имеет плавное изменение частоты генератора (в частности, все визуальные дальномеры), то в схему вводится частотомер (показан на рисунке 1.8 пунктиром). Если же дальномер работает на фиксированных частотах, то вместо частотомера обычно вводится оптическая линия задержки (ОЛЗ) переменной длины (причем она может быть либо в приемный, либо в передающий тракт – в принципе это не имеет значения; на рисунке 1.8 ОЛЗ показана в приемном тракте).

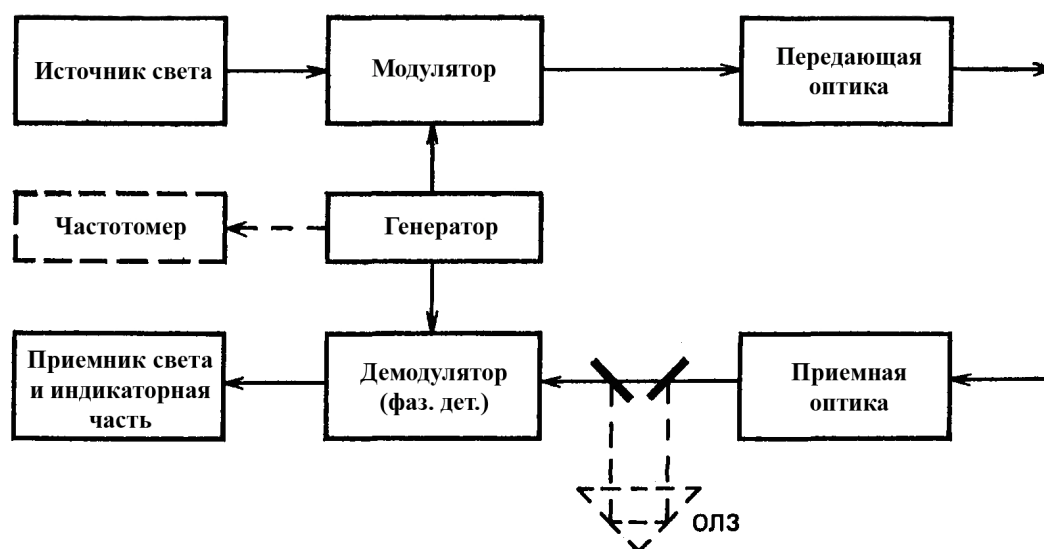


Рисунок 1.8 – Обобщенная схема светодальномера с синхронной демодуляцией в устройстве, аналогичном модулятору света

Оптической линии короткого замыкания (ОКЗ) не требуется. Индикаторная часть схемы может строиться различным образом, ее устройство здесь несущественно. (В простейшем случае, когда дальномер визуальный, приемником света и одновременно индикатором является просто глаз наблюдателя.) Наконец, возможны модификации рассматриваемой схемы, в которых модуляция и фазовое детектирование происходят в одном и том же устройстве, служащем модулятором при передаче и демодулятором при приеме; при этом передающая и приемная оптические системы также совмещены. Эти технические варианты построения схемы не меняют ее существа с точки зрения принципа работы.

### 1.5.3. Импульсно-фазовый гетеродинный метод

В современных светодальномерах с целью уменьшения габаритов прибора широко используются полупроводниковые излучатели, имеющие небольшие габариты и массу в сочетании с малым потреблением электроэнергии. Однако при работе в характерном для фазовых методов непрерывном режиме мощность излучения таких источников сравнительно мала, что существенно ограничивает дальность действия дальномеров. Использование в качестве источников излучения полупроводниковых импульсных лазеров позволяет устранить этот недостаток, но вызывает необходимость применения импульсного метода, с помощью которого трудно обеспечить требуемую высокую точность измерений.

Поиски компромиссных решений привели к разработке импульсно-фазового гетеродинного метода, удачно сочетающего в себе положительные качества фазового и импульсного методов. На рисунке 1.9 приведена схема, поясняющая принцип реализации такого метода в дальномерной технике.

Данная схема является дальнейшим развитием рассмотренного выше низкочастотного метода фазовых измерений. Ее отличительные особенности состоят, прежде всего, в том, что гармонические колебания, возбуждаемые генераторами масштабной и вспомогательной частот, преобразуются в остrokонечные импульсы с помощью введенных в схему формирователей импульсов. Такое преобразование позволяет реализовать импульсный режим работы источника оптического излучения.

После прохождения удвоенной величины измеряемого расстояния  $2D$  эти импульсы отстают во времени относительно опорных импульсных сигналов на величину  $\tau = 2D/v$ . Поскольку практически получаемое значение  $\tau$  может значительно превышать период повторения  $T_m$ , то так же, как и при фазовых измерениях, возникает неоднозначность определения значения  $\tau$ , а следовательно, и  $D$ , обусловленная тем, что дальномером измеряется запаздывание  $\Delta\tau_m$  относительно ближайшего опорного импульса (см. рис. 1.9).

Для упрощения задачи измерения величины  $\Delta\tau_m$  с требуемой точностью в схеме предусмотрено своеобразное «гетеродинирование», т. е. понижение частоты следования импульсных сигналов. Поставленная задача решается за счет использования схем совпадения и генератора вспомогательной частоты (гетеродина), выполняющих роль смесителей в сочетании с гетеродином в рассмотренном выше низкочастотном фазовом методе. Период повторения гетеродинных импульсов  $T_e$  выбирается таким, чтобы он отличался от периода повторения масштабных импульсов  $T_m$  на небольшую величину.

Рисунок 1.9 – Упрощенная функциональная схема импульсно-фазового гетеродинного дальномера

Как показано на рисунке 1.9, информационный импульсный сигнал на выходе схемы совпадения запаздывает относительно опорного сигнала на величину  $\Delta\tau_{\Omega}$ , которую измеряют электронным цифровым фазометром. Для того чтобы установить взаимосвязь отмеченной величины  $\Delta\tau_{\Omega}$  со значением измеряемого расстояния  $D$ , используем ранее установленное свойство,

согласно которому при преобразовании с помощью гетеродина частоты информационного и опорного сигналов разность фаз низкочастотных сигналов на выходах смесителей равна разности фаз высокочастотных сигналов на входах смесителей, т. е.

$$\Delta\varphi_m = \Delta\varphi_\Omega, \quad (1.55)$$

где  $\Delta\varphi_m$  и  $\Delta\varphi_\Omega$  – разность фаз между информационным и опорным сигналами, соответственно, на входах и выходах смесителей.

Применительно к рассматриваемой схеме, где эквивалентные разности фаз могут быть выражены как

$$\Delta\varphi_m = 2\pi f_{m\Delta} \tau_m; \quad \Delta\varphi_\Omega = 2\pi f_{\Omega\Delta} \tau_\Omega,$$

величина запаздывания  $\Delta\tau_\Omega$  оказывается связанной со значением  $\Delta\tau_m$  соотношением

$$\Delta\tau_\Omega = \frac{f_m}{F} \Delta\tau_m. \quad (1.56)$$

При этом формула для определения значения искомого расстояния  $D$  принимает вид

$$D = \frac{v}{2} \left( NT_m + \frac{F}{f_m} \Delta\tau_\Omega \right) = \frac{v}{2 f_m} \left( N + \frac{\tau_\Omega}{T_\Omega} \right) = \frac{v}{2 f_m} \left( N + \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right). \quad (1.57)$$

## 1.6. Геодезические радиодальномеры для наземных измерений

Геодезические наземные дальномеры смонтированы на основе гетеродинной схемы. Особенность реализации состоит в том, что масштабный генератор, смеситель 1 и фазометр расположены на одном конце измеряемой линии (ведущая станция), а вспомогательный генератор и смеситель 2 – на другом (ведомая станция).

На рисунке 1.10 приведена упрощенная блок-схема обеих станций радиодальномера типа теллуromетра первой модели (MRA-1). По такой же схеме были построены советские радиодальномеры ВРД, РДГ и венгерский радиодальномер GET-B1.

На ведущей станции имеется клистронный генератор, генерирующий колебания несущей частоты  $\omega_1$ . Эти колебания модулируются по частоте колебаниями масштабной частоты  $\Omega_1$ , которые генерируются кварцевым генератором. Частотно-модулированные колебания излучаются при помощи антенной системы  $A_1$  в направлении ведомой станции.

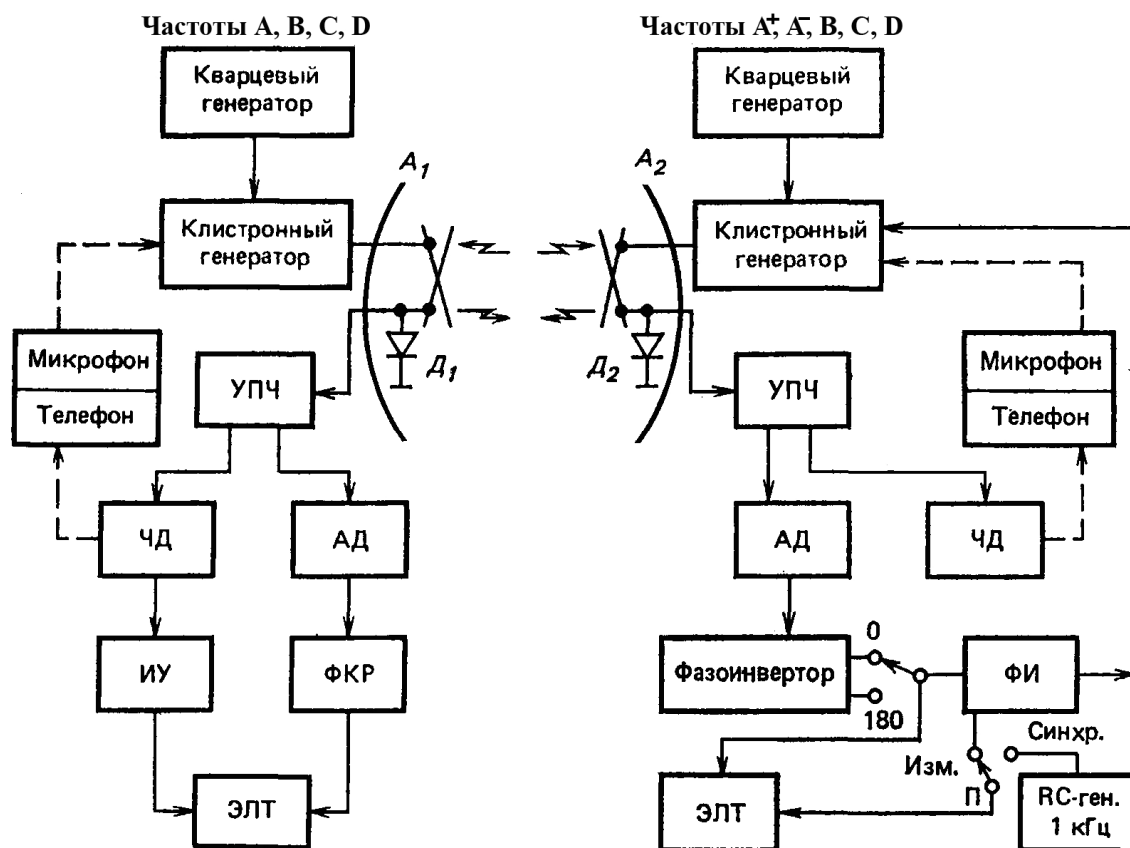


Рисунок 1.10 – Упрощенная блок-схема теллуromетра MRA-1 и аналогичных ему радиодальномеров

На ведомой станции происходит аналогичный процесс, и антенная система  $A_2$  излучает в направлении ведущей станции несущую  $\omega_2$ , модулированную по частоте колебаниями частоты  $\Omega_2$ .

Несущие частоты обеих станций различаются на величину  $\omega_{np} = \omega_1 - \omega_2$ , называемую промежуточной частотой, а модулирующие частоты обеих станций отличаются на небольшую величину  $\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$ .

На каждой из станций ЧМ колебания, излучаемые обеими станциями, поступают на диод-смеситель Д. На выходе смесителя образуется спектр комбинационных частот. Усилитель промежуточной частоты УПЧ, установленный после смесителя, выделяет и усиливает колебания промежуточной частоты  $\omega_{np}$ , которые оказываются промодулированными по амплитуде колебаниями низкой частоты  $\Omega$  – разности частот кварцевых генераторов. Эти АМ колебания поступают в амплитудный детектор АД, где происходит их детектирование, в результате чего выделяются синусоидальные колебания низкой частоты  $\Omega = 2\pi F$ .

На ведомой станции НЧ колебания через фазоинверсный каскад, назначение которого будет выяснено в дальнейшем, поступают в формирователь

импульсов ФИ, где преобразуются в короткие импульсы с той же частотой следования. Импульсы подаются на клистронный генератор и дополнительно модулируют по частоте генерируемые им колебания.

Вследствие этого на ведущей станции колебания промежуточной частоты на выходе УПЧ оказываются модулированными не только по амплитуде частотой  $\Omega$ , но и по частоте импульсами с той же частотой следования. Эти два вида колебаний благодаря их различной модуляции можно разделить. АМ колебания детектируются в амплитудном детекторе АД, как было указано выше, а ЧМ колебания – в частотном детекторе ЧД. На выходе АД выделяется синусоидальный сигнал круговой частоты  $\Omega$ , а на выходе ЧД – импульсный сигнал с той же частотой следования импульсов ( $F = \Omega / 2\pi$ ). Разность фаз между этими сигналами измеряется при помощи ЭЛТ (на рисунке 1.10 ФКР – формирователь круговой развертки, ИУ – импульсный усилитель и преобразователь полярности).

Несущие частоты обеих станций лежат в диапазоне 3 ГГц (длина волны – 10 см), а масштабные – 10 МГц (длина волны – 30 м). Несущие могут перестраиваться в пределах 20%. Промежуточная частота выбрана равной 33 МГц, а низкая частота  $F = 1$  кГц. Каждая станция имеет набор переключаемых масштабных частот для разрешения неоднозначности.

В радиодальномере предусмотрена возможность дуплексной (двухсторонней) радиотелефонной связи между станциями. При переключении станций из режима «измерение» в режим «разговор» клистронные генераторы модулируются только сигналами с микрофонов, а телефоны подключаются к выходам частотных детекторов (на ведомой станции ЧД служит только для осуществления режима «разговор»). В режиме «измерение» телефоны подключены к выходам амплитудных детекторов, и в них прослушивается звук частоты 1 кГц.

Электронно-лучевая трубка на ведомой станции служит для контроля формы импульсов, вырабатываемых в формирователе импульсов ФИ, а при измерениях она используется как визуальный индикатор команд оператора ведущей станции на выполнение предусмотренных программой переключений. Команды, подаваемые с ведущей станции, заключаются в быстром ручном переключении ведущей станции в режим «разговор» и обратно в режим «измерение»; при этом на экране ЭЛТ ведомой станции изображение импульса пропадает и вновь возникает, создавая таким образом визуальный сигнал.

Наконец, ЭЛТ на ведомой станции выполняет еще одну важную функцию – она используется для проверки и установки частоты  $F = 1$  кГц. Эта операция называется синхронизацией станций. В режиме «синхронизация» (включаемом переключателем П на рисунке 1.10) на вертикальные

отклоняющие пластины трубки подается синусоидальный сигнал от вспомогательного RC-генератора 1кГц, а импульсный сигнал отключается. Если  $F$  – разность масштабных частот ведущей и ведомой станций – равна частоте колебаний RC-генератора, т. е. 1кГц, то напряжение на обеих парах отклоняющих пластин одинаково по частоте и на экране наблюдается неподвижный эллипс (форма его зависит от сдвига фаз этих напряжений и их амплитуд). Если же  $F$  отличается от 1кГц, то на экране возникают более сложные интерференционные фигуры (фигуры Лиссажу). Синхронизация заключается в подстройке масштабной частоты ведомой станции до появления неподвижного эллипса.

Описанная схема легла в основу всех последующих разработок геодезических радиодальномеров. В эти разработки при сохранении общего принципа построения схемы были внесены многие усовершенствования.

Основные пути усовершенствования, по которым было направлено развитие радиодальномерной аппаратуры, следующие:

- взаимозаменяемость станций (каждая станция может работать как в режиме ведущей, так и в режиме ведомой);
- переход на более короткие несущие волны (с 10 см на 3 см, в отдельных случаях – на 8 мм);
- автоматическая подстройка несущей частоты;
- применение двойной синусоидальной ЧМ с поднесущей для передачи НЧ сигнала с ведомой станции на ведущую;
- изготовление приемопередатчика с антенной системой в виде отдельного блока, который может устанавливаться на мачте и соединяться кабелем с расположенным на земле блоком управления и измерения;
- применение транзисторов, стандартных печатных плат и микросхем;
- цифровой отсчет расстояния;
- автоматизация измерений.

Большинство из этих направлений частично или полностью реализовано в радиодальномерах, разработанных после первых моделей.

На рисунке 1.11 приведен вариант схемы радиодальномера с передачей НЧ сигнала путем двойной синусоидальной ЧМ и компенсационным фазометром. Такой вариант использован, например, в теллуromетре МРА-3 и в советских радиодальномерах «Луч» и «Волна». Блок-схема на рисунке 1.11 приведена в упрощенном виде – не показан канал радиотелефонной связи и некоторые другие подробности.

Поднесущая частота выбирается порядка сотни килогерц.

Дальнейшее совершенствование схемы этого типа привело к замене аналогового метода измерения разности фаз цифровым фазометром.

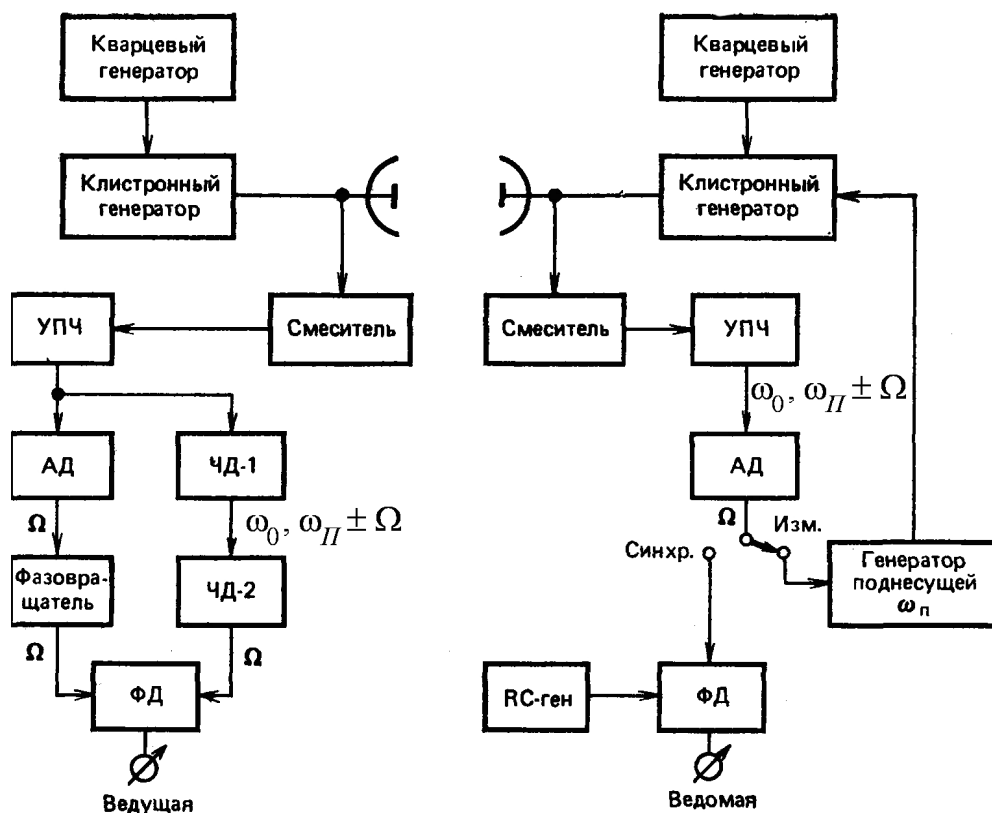


Рисунок 1.11 – Упрощенная блок-схема радиодальномера типа теллуromетра MRA-3 и «Луч»

### 1.7. Приборная поправка электронных дальномеров и способы ее определения

Приборная поправка электронных дальномеров имеет четыре составляющих: геометрическую, электрическую, оптическую и циклическую.

1. Геометрическая составляющая представляет собой разность между положением центра приема-излучения и оси вращения прибора в направлении измеряемой линии. Геометрическая составляющая консервативна во времени и не изменяется за время эксплуатации прибора. Замена отражателя ведет к возможному изменению геометрической составляющей.

2. Электрическая составляющая – это задержка в электрических цепях дальномера.

3. Оптическая составляющая – задержка в оптических трактах.

В эксперименте выделить отдельно воздействие электрической и оптической составляющих невозможно. Значения составляющих могут изменяться даже во время производства одного приема измерений. В современных электронных дальномерах применяются меры по учету совместного влияния этих составляющих и введению поправок в результат измерения.

Как правило, это заложено в конструкции прибора. В радиодальномерных устройствах оптическая составляющая отсутствует.

4. Циклическая составляющая приборной поправки в пределах одного фазового цикла изменяется по закону, близкому к синусоидальному. Величина циклической составляющей зависит от напряженностей наведенных внутри корпуса дальномера полей и их воздействия на счетчик импульсов (цифровой фазометр), а также фазовости отражателя. Циклическая составляющая имеет малые изменения во времени.

Циклическая составляющая приборной поправки определяется из сопоставления измеренных расстояний с эталонными. Наблюдения выполняются в пределах всего фазового цикла. Для перемещения отражателя должны быть использованы устройства (специальные скамьи), позволяющие, во-первых, измерять перемещения отражателя в пределах фазового цикла с точностью 0,1–1 мм (в зависимости от относительной погрешности измерения расстояний), а во-вторых, выставлять линию перемещения отражателя параллельно оси оптического излучения дальномера. При определении циклической составляющей выполняют две серии перемещений отражателя в пределах фазового цикла (прямой и обратный ход). Максимальное расхождение значений циклической составляющей в прямом и обратном ходе не должно превышать 0,5 мм.

Контроль приборной поправки свето- и радиодальномеров можно производить разными способами.

Ниже приведем два способа определения приборной поправки светодальномеров, позволяющих определить ее значение с различной степенью ее точности.

Первый способ позволяет определить геометрическую и циклическую составляющие приборной поправки с точностью 1–3 мм с использованием эталонов, измеренных рулеткой. Рулетка должна быть выверена с точностью 0,5 мм на протяженности 15 м. Схема представлена на рисунке 1.12.

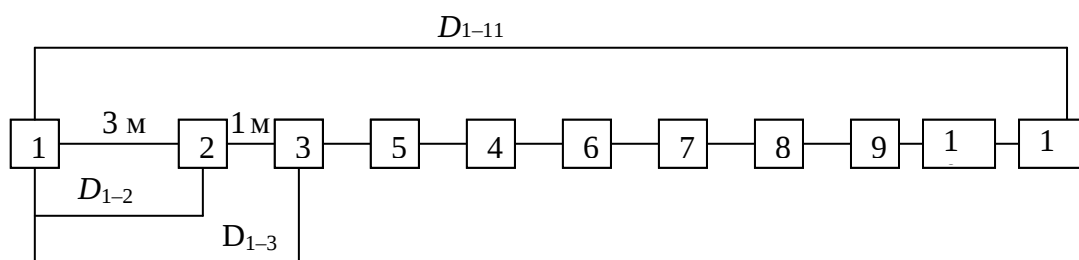


Рисунок 1.12 – Схема определения геометрической и циклической составляющих приборной поправки с использованием эталонов, измеренных рулеткой

Прибор располагают на точке 1, отражатель последовательно перемещают по точкам от 2 до 11. Первую базисную линию выбирают длиной  $3 \pm 0,1$  м, вторую –  $4 \pm 0,1$  м, и далее через 1 м до  $12 \pm 0,1$  м. Створность линий соблюдать необязательно. Точная длина каждой базисной линии сначала измеряется рулеткой с точностью 1 мм, а затем дальномером. Для каждой из 10 измеренных линий вычисляют разность «рулетка минус дальномер» и получают среднее арифметическое из этих разностей. Среднее арифметическое и есть геометрическая составляющая приборной поправки. Исправив каждую дискретную разность геометрической составляющей, получают измеренные значения циклической составляющей. Аппроксимируя эти значения, получают значения циклической составляющей. По отклонениям измеренных от аппроксимированных значений циклической составляющей оценивают точность.

Второй способ позволяет определить приборную поправку с точностью 5–10 мм при отсутствии эталонных базисов. Схема способа представлена на рисунке 1.13.

Для определения приборной поправки используют схему из четырех точек, расположенных в створе на удалении приблизительно 3 м друг от друга. На всех точках установить штативы и подставки приемопередатчиков, которые должны быть расположены на одном горизонте или с общим углом наклона. Перемещая приемопередатчик и отражатель, измеряют линии  $D_{12}$ ,  $D_{13}$ ,  $D_{14}$ ,  $D_{23}$ ,  $D_{24}$ ,  $D_{34}$ .

Получают три дискретных значения приборной поправки:

- 1) вычитая из линии  $D_{13}$  сумму линий  $D_{12}$  и  $D_{23}$ ;
- 2) вычитая из линии  $D_{24}$  сумму линий  $D_{23}$  и  $D_{34}$ ;
- 3) вычитая из линии  $D_{14}$  сумму линий  $D_{12}$ ,  $D_{23}$  и  $D_{34}$ , разделив результат на 2.

Значение приборной поправки вычисляют как среднее весовое из трех дискретных. По отклонениям дискретных значений от среднего весового оценивают точность.

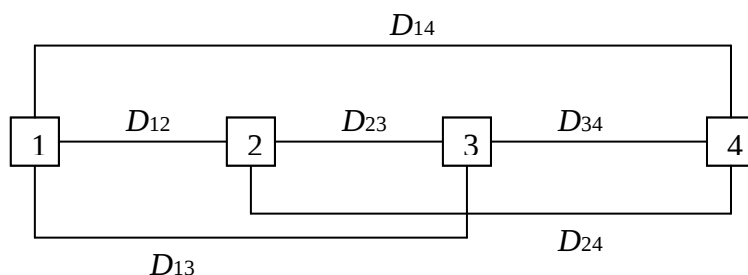


Рисунок 1.13 – Схема определения приборной поправки при отсутствии эталонных базисов

## 1.8. Введение поправок и редуцирование измеренных расстояний на поверхности относимости

Измеренная электронным дальномером длина линии не является окончательным результатом. Ее значение может изменяться в зависимости от того, для решения каких задач используется данная линия. Процесс введения поправок будет изложен как последовательность преобразований от линии в пространстве до линии в геодезической проекции.

Если пользователя интересует линия как отрезок, соединяющий две точки трехмерного пространства, измеренная линия исправляется приборной поправкой и поправкой за метеоусловия. В современных электронных дальномерах значения приборной поправки, температуры окружающей среды и атмосферного давления вводятся с клавиатуры прибора. Исправленные значения длин линий вычисляет встроенный в прибор микропроцессор.

При редуцировании линий на плоскость с целью создания планов местности (ортогональное проектирование) вводят поправку за наклон линии (приведение к горизонту) либо вычисляют горизонтальное проложение  $D = D_0 \cos \nu$ , где  $D_0$  – измеренная длина линии,  $D$  – горизонтальное проложение,  $\nu$  – угол наклона линии к горизонту. Обычно линию приводят к плоскости горизонта одного из ее концов, хотя строго говоря, следует приводить к горизонту средней высоты  $H_m$ . Ошибка такого допущения пренебрегаемо мала.

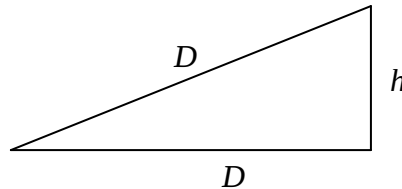


Рисунок 1.14 – Приведение наклонной линии к горизонту

Превышение одного конца линии над другим –  $h$ . На основании рисунка 1.14

$$D = \sqrt{(D_0)^2 - (h)^2} = \left( D_0^2 \left( 1 + \left( \frac{h^2}{D_0^2} \right) \right) \right)^{\frac{1}{2}}.$$

Представляя выражение в правой части рядом Тейлора и преобразовывая, получим значение поправки за наклон:

$$\delta_h = D - D_0 = -\frac{h^2}{2D} - \frac{h^4}{8D^3}. \quad (1.58)$$

В некоторых случаях отсутствует возможность установки приемопередатчика или отражателя (возможно одного и другого) над центром пункта, что вызывает необходимость приведения линии к центрам пунктов. На рисунке 1.15 изображена схема, поясняющая общий случай введения поправок в значения горизонтальных направлений (угловые измерения) и длин линий за центрировку (с) и редукцию (r). На схеме  $M_3$  и  $M_4$  – центры пунктов, 3 и 4 – точки установки приемопередатчика и отражателя,  $l_3$  и  $l_4$  – линейные элементы приведения,  $M + \Theta_3$  и  $M + \Theta_4$  – угловые элементы приведения, которые отсчитываются от направления линейного элемента до направления на смежную точку стояния.

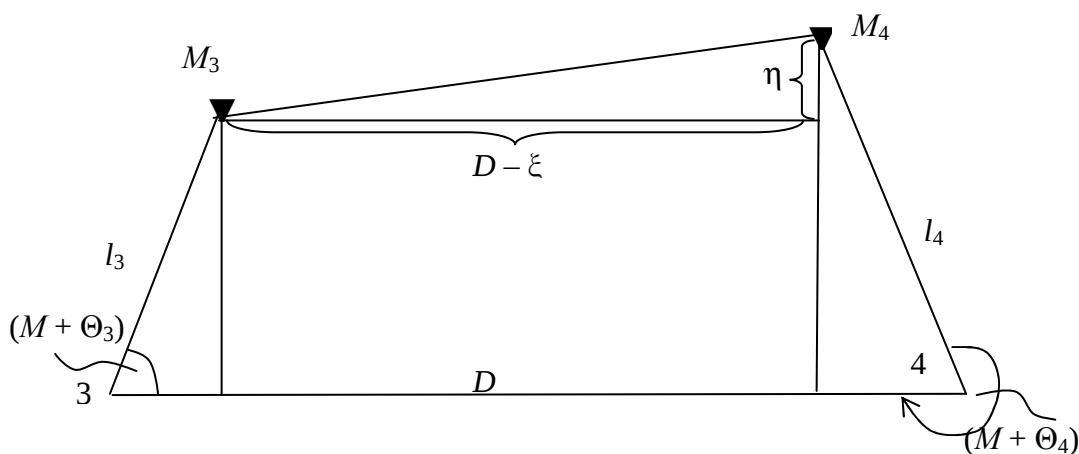


Рисунок 1.15 – Схема, поясняющая общий случай введения поправок в значения горизонтальных направлений (угловые измерения) и длин линий за центрировку и редукцию

Поправка в горизонтальное направление:

$$\operatorname{tg} \delta_{(c,r)} = \frac{\eta}{D - \xi}, \quad (1.59)$$

приведенная длина линии:

$$D_{(c,r)} = \sqrt{D^2 - 2D\xi + \eta^2 + \xi^2}, \quad (1.60)$$

где  $\eta = l_3 \sin(M + \Theta_3) + l_4 \sin(M + \Theta_4)$ ;  $\xi = l_3 \cos(M + \Theta_3) + l_4 \cos(M + \Theta_4)$ .

Если отношение  $l/D$  порядка  $1/10000$  и менее (рис. 1.16), поправки за центрировку и редукцию для длин линий:

$$\delta_c = -l \cos(M + \Theta) + \frac{l^2 \sin^2(M + \Theta)}{2D}; \quad (1.61)$$

$$\delta_r = -l_1 \cos(M + \Theta_1) + \frac{l_1^2 \sin^2(M + \Theta_1)}{2D}. \quad (1.62)$$

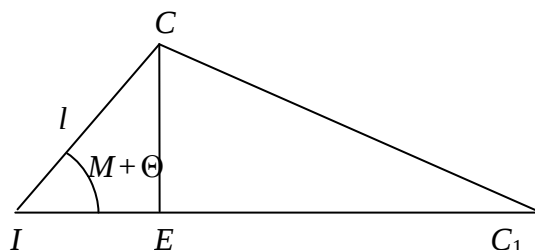


Рисунок 1.16 – Схема, поясняющая введение поправок в длины линий за центрировку и редукцию

Для редуцирования линии на поверхность эллипсоида вращения достаточно знать среднюю высотную отметку концов линии над поверхностью эллипсоида ( $H_m$ ). Для территории Республики Беларусь, где высоты геоида над эллипсоидом незначительны, редуцирование на поверхность геоида можно принимать редуцированием на поверхность эллипсоида. Таким образом, для решения задачи могут быть использованы ортометрические высоты. Сущность редуцирования линий на поверхность эллипсоида поясняет рисунок 1.17. Линия  $D$  приведена к горизонту на высоте  $H_m$ , линия  $L$  – хорда, стягивающая дугу шара  $S$  (для расстояний до 30 км длины дуг шара и эллипсоида отличаются пренебрегаемо мало).

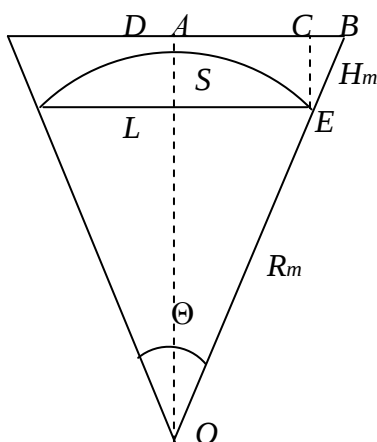


Рисунок 1.17 – Сущность редуцирования линий на поверхность эллипсоида

Из подобия прямоугольных треугольников  $OAB$  и  $CBE$  следует

$$\frac{\frac{D}{2} - \frac{L}{2}}{H_m} = \frac{\frac{D}{2}}{R_m + H_m},$$

откуда

$$L - D = -\frac{DH_m}{R_m + H_m}. \quad (1.63)$$

Выражение (1.63) представляет собой первое приближение значения искомой поправки  $\delta_H \approx L - D$ . Во многих случаях в зависимости от требуемой точности допустимо пренебрежение отличием длины дуги и стягивающей ее хорды. Для более строгого решения следует связать  $L$  и  $S$ .

Не сложно увидеть, что

$$\frac{L}{2} = R_m \sin \frac{\Theta}{2},$$

но с учетом того, что по определению  $\Theta = S / R_m$ ,  $L = 2R_m \sin(S / 2R_m)$ , и, разложив  $\sin(S / 2R_m)$  в ряд Тейлора, после преобразования имеем

$$L = S - \frac{S^3}{24R_m^2}. \quad (1.64)$$

После подстановки (1.64) в (1.63) получим значение поправки за приведение линии на поверхность эллипсоида с учетом второго члена разложения:

$$\delta_H = S - D = -\frac{DH_m}{R_m + H_m} + \frac{S^3}{24R_m^2}. \quad (1.65)$$

При практической реализации формулы (1.65) в правой части следует принять  $S^3 = L^3$ , что не приводит к потере точности.

Для выражения длины линии в какой-либо из геодезических проекций достаточно учесть изменение масштаба изображения в зависимости от удаления изображаемой линии от линии нулевых искажений. В нашем изложении ограничимся только поправкой за редуцирование линий на плоскость в проекции Гаусса:

$$\delta_L = S \left( \frac{y_m^2}{2R_m^2} + \frac{\Delta y^2}{24R_m^2} + \frac{y_m^4}{24R_m^4} \right), \quad (1.66)$$

где  $y_m = \frac{y_A + y_B}{2}$ ;  $\Delta y = y_A - y_B$ ; точки  $A$  и  $B$  – концы линии.

Плоские прямоугольные координаты у точек  $A$  и  $B$  измеряются удалением этих точек от линии нулевых искажений. Координаты  $y$  имеют знак «+» или «-» в зависимости от положения точек относительно линии нулевых искажений.

## 1.9. Оценка точности дальномерных измерений

Обобщающая рабочая формула для вычисления измеренной дальномером линии может быть представлена в виде

$$D = \left( N + \frac{\Delta\phi}{2\pi} \right) \frac{v}{2f} + \Sigma K, \quad (1.67)$$

где  $\Sigma K$  – приборная поправка.

С целью подсчета результирующей точности определения длины линии  $D$  на основе знания погрешностей определения отдельных входящих в формулу (1.67) величин находят частные производные от значения  $D$  по каждой из них, возводят их в квадрат и суммируют.

При выполнении этих процедур необходимо учитывать особенность определения величины  $N$ . По своему физическому смыслу  $N$  является целым числом, поэтому при вычислениях ее округляют до целого. Таким образом, в практике дальномерных измерений всегда оперируют с числом  $N$ , ошибка которого равна нулю. Если же при вычислении  $N$  допущена ошибка, то она обязательно равна целому числу, что приводит к грубым промахам. Результаты таких измерений исключают. Поэтому при оценке погрешности определения  $D$  число  $N$  считают безошибочным.

С учетом вышеизложенного формула для априорного подсчета средней квадратической погрешности длины линии  $D$  принимает вид

$$m_D = \sqrt{\left(\frac{v}{4\pi f}\right)^2 m_\phi^2 + D^2 \left[\left(\frac{m_f}{f}\right)^2 + \left(\frac{m_v}{v}\right)^2\right] + m_{\Sigma K}^2}, \quad (1.68)$$

где средние квадратические погрешности:

$m_\phi$  – фазовых измерений;

$m_f$  – определения масштабной частоты;

$m_v$  – определения рабочей скорости распространения электромагнитных волн в атмосфере;

$m_{\Sigma K}$  – определения приборной поправки.

Слагаемое  $D^2 \left[\left(\frac{m_f}{f}\right)^2 + \left(\frac{m_v}{v}\right)^2\right]$  соответствует части ошибки, про-

порциональной длине измеряемого расстояния. Формально первое слагаемое не зависит от длины измеряемой линии, но реально измеренная разность фаз тоже имеет зависимость от длины измеряемого расстояния. Распространение электромагнитных волн в атмосфере сопровождается затуханием (ослаблением интенсивности), обусловленным поглощением и рассеянием электромагнитной волны. Мощность принимаемого светового сигнала понижается в  $\sqrt[4]{D}$ , что вызывает необходимость увеличить напряжение, а следовательно, уровень собственных шумов фотоприемника, что сказывается на точности измерения разности фаз.

Формула (1.68) не является достаточно строгой. Во-первых, при ее выводе сделано допущение о независимом характере всех источников ошибок. Практически такая независимость очень часто не обеспечивается. Во-вторых, исходная формула (1.67) базируется на целом ряде предположений, которые в реальных условиях могут нарушаться.

Исходя из изложенного, точность измерения линии может быть представлена составляющими, зависящими и не зависящими от длины измеряемой линии, не выделяя источники ошибок:

$$m_D = \sqrt{a + bD^2} . \quad (1.69)$$

Для практических целей используют формулу в линейном виде:

$$m_D = a + bD . \quad (1.70)$$

Для исследования точности дальномера следует иметь набор базисов в пределах дальности действия прибора. Например, при дальности действия 3 км набор базисов – 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0 км. Измеренную линию, исправленную необходимыми поправками, сравнивают с базисной, получают отклонение  $\Delta_i$ . Формула (1.70) – не что иное как формула прямой. Дискретные значения  $\Delta_i$  аппроксимируют прямой и получают  $a$  и  $b$ . Определение составляющих  $a$  и  $b$  показано на рисунке 1.18.

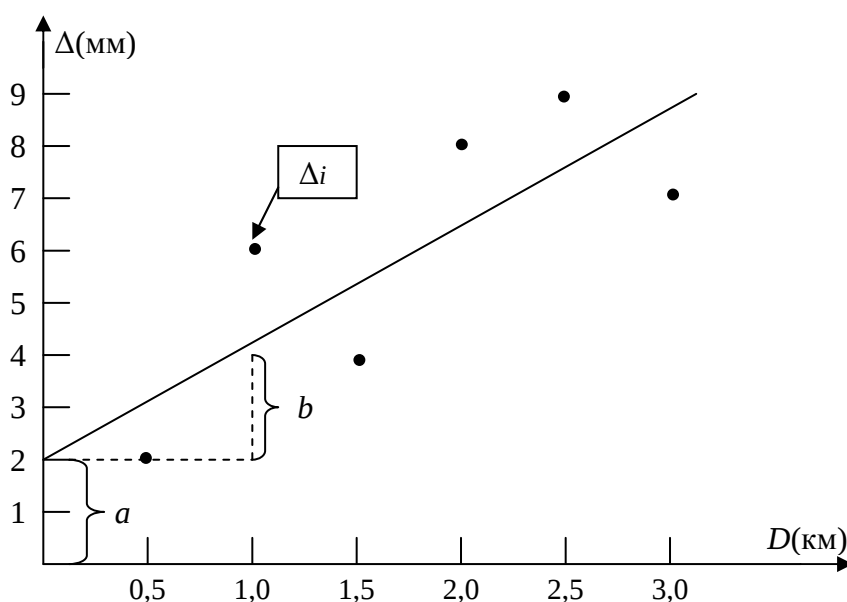


Рисунок 1.18 – Определение составляющих приборной точности  $a$  и  $b$

В примере, приведенном на рисунке 1.18,  $m_D = (2 + 2 \cdot 10^{-6})$  мм или  $m_D = 2 + 2$  ppm.

## **1.10. Источники ошибок измерений электронными дальномерами**

### **1.10.1. Ошибки, обусловленные неточностью знания масштабной частоты**

Поскольку масштабная частота определяет длину волны модулирующих колебаний, т. е. длину используемого при дальномерных измерениях «метра», то все отклонения этой частоты от заданного номинального значения обуславливают появление ошибок в измеряемом расстоянии, абсолютная величина которых пропорциональна длине искомой линии. Отклонения масштабной частоты зависят как от точности первоначальной ее установки в номинальное значение, так и от изменения с течением времени параметров задающего генератора масштабной частоты.

Обычно к стабильности масштабной частоты предъявляют условия, состоящие в том, что ее отклонения от номинального значения в момент измерения расстояния должны быть в 2–3 раза меньше, чем требуемая относительная результирующая погрешность определения искомого расстояния.

В практике свето- и радиодальномерных измерений к генераторам масштабной частоты предъявляются требования обеспечения стабильности этой частоты не хуже  $1 \cdot 10^{-6}$  за интервал времени не менее длительности полевого сезона. Для удовлетворения этим требованиям применяют генераторы с кварцевой стабилизацией частоты.

В связи с тем, что масштабная частота является одним из метрологических параметров дальномера, она подвергается периодическим поверкам. Такие поверки осуществляются с помощью аттестованных электронно-счетных частотомеров в начале и конце полевого сезона. В процессе проведения поверки определяется уход масштабной частоты от ее номинального значения с соответствующей записью в паспорт или формуляр прибора и в случае необходимости – установка этой частоты в номинал с помощью предусмотренного в схеме подстроечного элемента.

Если измеренный уход масштабной частоты превышает допустимое значение, то в необходимых случаях, используя предположение о линейном изменении частоты в интервале между двумя соседними поверками, в результаты измерений длин линий вводят поправки за уход масштабной частоты.

### **1.10.2. Ошибки определения рабочей скорости распространения электромагнитных волн**

Используемая при дальномерных измерениях скорость распространения электромагнитных волн определяется практически с некоторой ошибкой, величина которой зависит как от ошибки определения скорости

электромагнитных волн в вакууме  $m_c$ , так и от ошибки определения среднего вдоль трассы значения показателя преломления  $m_n$ :

$$\left(\frac{m_v}{v}\right)^2 = \left(\frac{m_c}{c}\right)^2 + \left(\frac{m_n}{n}\right)^2. \quad (1.70)$$

Скорость электромагнитных волн в вакууме, являющаяся физической константой, определена в настоящее время с высокой точностью ( $m_c/c = 4 \cdot 10^{-9}$ ). Поэтому первое слагаемое в формуле (1.70) не оказывает заметного влияния на точность определения рабочей скорости распространения электромагнитных волн.

Наибольшее внимания заслуживает второе слагаемое, величина которого обусловлена несовершенством используемых в практике дальномерных измерений методов определения показателя преломления воздуха. Величина этого показателя вычисляется по измеренным значениям температуры, давления и влажности воздуха, которые определяются с помощью метеоприборов на концах линии. Допускаемые при этом ошибки измерения метеорологических характеристик обуславливают ошибку в значении индекса преломления воздуха:

$$m_N = \sqrt{\left(\frac{\partial N}{\partial T}\right)^2 m_T^2 + \left(\frac{\partial N}{\partial p}\right)^2 m_p^2 + \left(\frac{\partial N}{\partial e}\right)^2 m_e^2}, \quad (1.71)$$

где  $m_T$ ,  $m_p$  и  $m_e$  – ошибки определения температуры, давления и влажности воздуха.

Значения частных производных  $\frac{\partial N}{\partial T}$ ,  $\frac{\partial N}{\partial p}$  и  $\frac{\partial N}{\partial e}$ , подсчитанные для стандартной атмосферы [ $t_0 = +20^\circ\text{C}$ ,  $p_0 = 101,3$  кПа (760 мм рт. ст.) и  $e_0 = 1,33$  кПа (10 мм рт. ст.)] имеют следующие количественные оценки:

для оптического диапазона:  $\frac{\partial N}{\partial T} = \frac{\partial N}{\partial t} = -1,0$ ;  $\frac{\partial N}{\partial p} = 0,4$  и  $\frac{\partial N}{\partial e} = -0,06$ ;

для радиодиапазона:  $\frac{\partial N}{\partial T} = \frac{\partial N}{\partial t} = -1,3$ ;  $\frac{\partial N}{\partial p} = 0,4$  и  $\frac{\partial N}{\partial e} = 5,7$ .

Практически температура, давление и влажность воздуха определяются приближенно с ошибками, равными:  $m_T = 0,5^\circ\text{C}$ ,  $m_p = 0,13$  кПа (1 мм рт. ст.) и  $m_e = 0,04$  кПа (0,3 мм рт. ст.). В результате показатель преломления воздуха  $n$  вычисляется с точностью  $1 \cdot 10^{-6}$  для оптического диапазона,  $2 \cdot 10^{-6}$  – для радиодиапазона.

На линиях значительной протяженности (более 1 км) заметное влияние оказывает ошибка, возникающая из-за непредставительности метеофакторов,

измеренных на концах линии, для всей трассы в целом. При измерении расстояний длиной 50–100 км эта ошибка во многих случаях становится определяющей. Из-за ее влияния результирующая точность светодальномерных измерений на протяженных трассах может снижаться до  $10 \cdot 10^{-6}$ , а для радиодальномерных измерений – до  $2 \cdot 10^{-5}$ .

Основные методы борьбы с рассмотренным источником ошибок – выбор наиболее благоприятных метеорологических условий, характеризующихся повышенной однородностью определяемых метеофакторов, а также проведение многократных растянутых во времени измерений, чтобы возникающие ошибки измерений носили по возможности знакопеременный характер.

### **1.10.3. Ошибки из-за искривления траектории распространения электромагнитных волн**

Рабочая формула, используемая при вычислении измеряемых длин линий, выведена в предположении, что применяемые в дальномерах электромагнитные излучения распространяются по прямолинейному пути. Однако встречающиеся на пути распространения электромагнитных волн изменения плотности воздуха приводят к искривлению траектории этих волн. В результате траекторию приходится отождествлять с изогнутой линией (чаще всего с дугой окружности).

В оптическом диапазоне поправки из-за искривления траектории достаточно хорошо предвычисляются. Их количественные оценки свидетельствуют о том, что из-за малости величин необходимость практического учета таких поправок возникает очень редко (на линиях большой протяженности при точности измерений выше  $1 \cdot 10^{-6}$ ).

В радиодиапазоне могут наблюдаться более ощутимые искривления траектории, причем в зависимости от конкретных состояний атмосферы кривизна пути может изменять свой знак. Однако для ультракоротковолновых радиодальномерных систем отмеченные влияния проявляются не столь контрастно, как в средневолновом и длинноволновом диапазонах. В связи с этим при работе с УКВ радиодальномерами так же, как и со светодальномерами, поправки, обусловленные искривлениями траектории, как правило, в результаты измерений не вводятся.

### **1.10.4. Ошибки радиодальномерных измерений, обусловленные отражениями**

При измерении длин линий радиодальномерами наряду с искривлениями траектории распространения волн наблюдаются случаи «многопутности» прохождения радиосигналов, обусловленные отражениями радиоволн

от различных объектов, попадающих в зону облучения. На рисунке 1.19, *а* схематически показан случай единичного отражения от подстилающей поверхности. На вход приемного устройства удаленной станции попадают два сигнала (прямой и отраженный), которые прошли разные геометрические пути, вследствие чего фазы этих сигналов в точке приема будут различными. Фаза образующегося результирующего радиосигнала, которая используется в дальнейшем для вычисления измеряемого расстояния, получает дополнительный сдвиг, воспринимаемый как ошибка в определяемой длине линии, зависящая от параметров отраженного сигнала.

На рисунке 1.19, *б* и 1.19, *в* приведены векторные диаграммы, иллюстрирующие взаимодействие прямого и отраженного сигналов для случая сравнительно сильного и сравнительно слабого отражений.

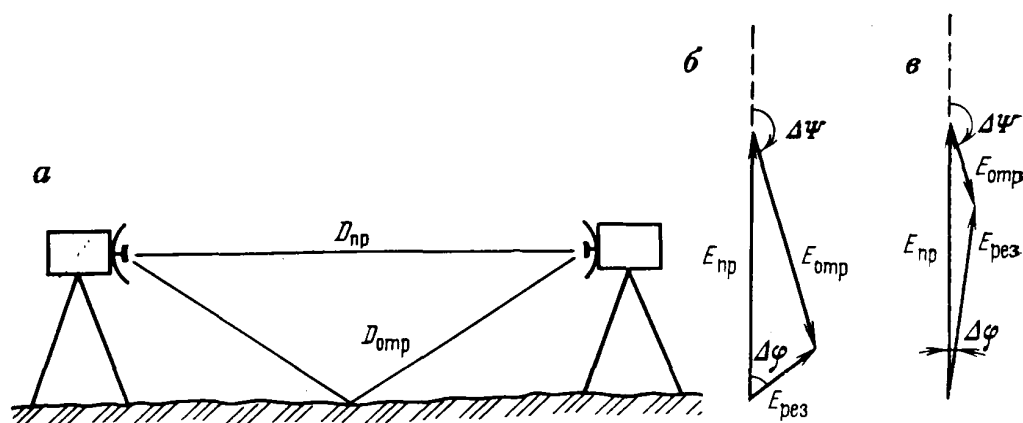


Рисунок 1.19 – Схемы, поясняющие возникновение ошибок радиодальномерных измерений из-за отражений от подстилающей поверхности

#### 1.10.5. Ошибки, обусловленные «фазовостью» светового пучка

Одним из источников ошибок, характерных для светодальномеров с полупроводниковыми источниками излучения, является фазовая неоднородность светового пучка. Причины возникновения такой неоднородности связаны с несовершенством конструкции светодиодов, используемых в светодальномерах групп Т и П в качестве излучателя и модулятора.

Практически влияние этого источника ошибок проявляется в том, что результаты измерений зависят от того, какая часть поперечного сечения светового пучка отражается удаленным отражателем и попадает в приемную систему дальномера. Поэтому величина погрешности измерений существенно зависит как от точности наведения дальномера на отражатель, так и от длины измеряемых линий. В последнем случае зависимость погрешности результатов измерений от расстояния обусловлена тем, что в расходящемся световом пучке при одних и тех же размерах отражателя на различных дальностях перехватывается различная часть поперечного сечения светового пучка.

Ошибки из-за фазовой неоднородности светового пучка могут носить как случайный, так и систематический характер. Так, например, флуктуационные явления в атмосфере способствуют появлению случайных ошибок из-за «фазовости» светового пучка. Выполнение измерений при неизменном наведении дальномера на отражатель в условиях спокойной атмосферы может привести к появлению ошибок систематического характера.

Для борьбы с этими источниками ошибок принимают соответствующие меры в процессе разработки дальнометров и их эксплуатации. В частности, в процессе изготовления дальнометров производят отбор светодиодов, характеризующихся минимальной фазовой неоднородностью, принимают меры к выравниванию распределения фазы в выходящем из дальномера световом пучке за счет различных конструктивных решений, а также комплектуют светодальномер мозаичным отражателем, собранным из призм небольших размеров.

К методическим приемам, используемым в процессе эксплуатации дальнометров, можно отнести выполнение серии измерений, включающей в себя многократные наведения дальномера на отражатель.

#### **1.10.6. Циклические ошибки**

Под циклическими ошибками в дальномерной технике понимают ошибки, закономерность изменения которых повторяется при изменении измеряемого расстояния на величину, соответствующую изменениям отсчетов в пределах полной шкалы применяемого фазометра (в линейной мере эта величина соответствует половине, а иногда четверти длины волны масштабных колебаний). Примером таких ошибок могут быть циклические ошибки фазометра, а также ошибки, обусловленные взаимным влиянием электрических цепей. Последние возникают вследствие того, что в реально используемых электрических схемах свето- и радиодальнометров не удается достичь идеальной развязки каналов, по которым передаются фазосравниваемые (информационный и опорный) сигналы на вход фазометра. Частичное попадание информационного сигнала в тракт опорного или наоборот приводит к изменениям измеряемой разности фаз. При плавном увеличении или уменьшении расстояния в пределах нескольких полувольт масштабных колебаний эти изменения носят периодический характер. В радиодальнометрах в дополнение к вышеизложенному возникают также циклические ошибки, обусловленные взаимным влиянием каналов, используемых для передачи различных сигналов с ведомой станции на ведущую на одной несущей частоте.

Для уменьшения влияния циклических ошибок на результаты дальномерных измерений применяют методы взятия отсчетов со сдвигом фазы на  $180^\circ$  (а иногда дополнительно на  $90^\circ$  и на  $270^\circ$ ). Наряду с этим для многих

типов высокоточных светодальномеров остаточная величина циклической ошибки определяется в процессе исследований с помощью оптической скамьи, по которой в пределах фазового цикла последовательно переставляется отражатель на заданные равные отрезки длины, а дальномером при каждой установке отражателя выполняются измерения. Получаемый при этом график циклической ошибки вносят в паспорт (или формуляр) дальномера. При проведении последующих производственных измерений вводят поправку за величину циклической ошибки в зависимости от значения отсчета, снимаемого со шкалы фазометра.

#### **1.10.7. Ошибки определения приборных поправок дальномеров**

Поскольку в большинстве случаев величина приборной поправки определяется из измерений линий известной длины, то при выполнении измерений должна быть использована такая методика, которая позволяла бы получить результаты, характеризуемые точностью в 2–3 раза выше, чем точность повседневных измерений, свойственных тому или иному дальномеру. Исходя из этого, для каждого типа дальномера, как правило, разрабатывается своя программа измерений, при реализации которой основное внимание уделяется сведению к минимуму влияния отдельных источников ошибок. Так, для уменьшения случайных ошибок дальномера увеличивают число измерений, а погрешности, величина которых функционально связана с тем или иным параметром, стремятся уменьшить за счет подбора условий измерений.

Из анализа технических характеристик следует, что для светодальномеров групп Г и Т приборная точность измерений характеризуется погрешностью, равной в большинстве случаев 3 мм, а для высокоточных радиодальномеров – 3 см. В связи с этим рекомендуемая для них методика определения приборных поправок должна обеспечивать точность измерений не ниже, соответственно, 2 мм и 1 см.

Наибольшую трудность представляет собой отработка методики определения приборных поправок для светодальномеров группы П, так как приборная точность наилучших типов дальномеров этой группы характеризуется погрешностью измерения от 0,1 до 0,3 мм. При этом возникает необходимость не только выполнения дальномерных измерений по детально отработанной методике с точностью выше 0,1 мм, но и проведения с максимальной тщательностью таких вспомогательных процедур, как горизонтирование и центрирование светодальномера и отражателя над соответствующими отметками закрепленных на местности геодезических реперов, редуцирование измеренных дальномером длин линий на отсчетную поверхность и др. Задача несколько облегчается для светодальномеров группы П, предназначенных не для измерения абсолютных значений искомых расстояний, а для слежения за изменениями этих расстояний с течением времени.

### **1.11. Классификация наземных электронных дальномеров**

Определяющим фактором, положенным в основу классификации современных дальномеров, является область их применения. Наиболее четкую классификацию по данному признаку получили светодальмеры, наземные геодезические радиодальмеры классифицированы не были. Светодальмерные устройства подразделяют на три группы: группа Г, группа Т и группа П.

Светодальмеры группы Г предназначены для выполнения линейных измерений в государственной геодезической сети.

Светодальмеры группы Т используют для измерения линий в геодезических сетях сгущения, а также для создания геодезического обоснования при выполнении топографических съемок.

Светодальмеры группы П предназначены для выполнения высокоточных линейных измерений при решении разнообразных задач инженерной геодезии.

Требования, которые предъявляются к дальномерам того или иного типа, существенно зависят от приведенной классификации. Так, например, одно из основных требований, которым должны удовлетворять светодальмеры группы Г, состоит в том, чтобы обеспечить повышенную дальность действия (в диапазоне 15–50 км) в сочетании с высокой точностью измерений. При создании таких дальномеров значительное внимание уделяют вопросам разработки вспомогательных средств и методов, позволяющих учитывать влияние внешних условий (в частности, изменение состояния атмосферы по пути распространения исследуемого электромагнитного излучения) на точность выполняемых измерений. Дальмеры данной группы в сравнении с дальномерами других групп имеют, как правило, повышенные габариты и вес в сочетании с повышенным потреблением электроэнергии.

К наиболее массовым дальномерам группы Т предъявляются прежде всего такие требования, как небольшие габариты и масса, а также малое потребление электроэнергии. При этом значительное внимание уделяется вопросам автоматизации процесса измерений и рациональному объединению в одном измерительном комплексе дальномерных и угломерных устройств (электронные тахеометры).

Определяющим требованием для дальномеров группы П является повышенная приборная точность, которая для современных дальномеров этой группы оценивается десятными долями миллиметров.

## РАЗДЕЛ 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СПУТНИКОВОЙ ГЕОДЕЗИИ

### 2.1. Радиотехнические методы измерения координат и их производных

В общем случае мгновенное положение объекта в пространстве определяется тремя координатами в той или иной системе координат. Для характеристики движения объекта необходимы также производные координат, число которых зависит от сложности траектории движения объекта. На практике чаще всего используют производные не выше второго порядка, т. е. скорость объекта и ускорение. При этом обычно имеют в виду координаты и их производные для центра тяжести объекта. Часто измеряют лишь координаты, а их производные получают путем дифференцирования. Возможно также непосредственно оценить составляющую относительной скорости объекта, перпендикулярную фронту приходящей к антенне электромагнитной волны, путем измерения доплеровского смещения частоты. Интегрированием скорости объекта можно получить соответствующую координату, а ее дифференцированием – ускорение.

При активной радиолокации с учетом двустороннего распространения сигнала (от РЛС до цели и обратно) частота отраженного сигнала вследствие эффекта Доплера отличается от частоты излучаемого на значение, пропорциональное радиальной составляющей относительной скорости  $V_r$ , которая может быть вычислена по формуле  $V_r = \lambda_u F_v / 2$ , если известна длина волны  $\lambda_u$  излучаемого сигнала и измерено значение доплеровского смещения частоты  $F_v$ . Следует заметить, что эта формула точна лишь при значениях скорости  $V_r$ , много меньших скорости распространения радиоволн  $c$ , когда можно не учитывать релятивистский эффект.

При радиолокационном определении координат в основу положено свойство радиоволн распространяться в однородной среде прямолинейно и с постоянной скоростью. Скорость распространения радиоволн зависит от электромагнитных свойств среды и составляет в свободном пространстве (вакууме)  $c = 299\,792\,458$  м/с. Там, где это не вызывает существенных погрешностей, обычно берут приближенное значение скорости  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с  $= 3 \cdot 10^5$  км/с. Постоянство скорости и прямолинейность распространения радиоволны позволяют рассчитать дальность  $D$  от РЛС до объекта путем измерения времени прохождения сигнала от РЛС до объекта и обратно:  $\tau_D = 2D/c$ . Свойство прямолинейности распространения радиоволн является основой радиотехнических методов измерения угловых координат по направлению прихода сигнала от объекта. При этом используются направленные свойства антенны.

Радиотехнические методы позволяют также непосредственно найти разность дальностей от объекта до двух разнесенных передатчиков путем измерения разности времени приема их радиосигналов на объекте, определяющем свое местоположение.

В радионавигации при нахождении местоположения объекта вводят понятия радионавигационного параметра, поверхностей и линий положения.

*Радионавигационным параметром* (РНП) называют физическую величину, непосредственно измеряемую РНС (расстояние, разность или сумма расстояний, угол).

*Поверхностью положения* считают геометрическое место точек в пространстве, имеющих одно и то же значение РНП.

*Линия положения* есть линия пересечения двух поверхностей положения. Местоположение объекта задается пересечением трех поверхностей положения или поверхности и линии положения.

В соответствии с видом непосредственно измеряемых координат различают три основных метода определения местоположения объекта: угломерный, дальномерный и разностно-дальномерный. Применяют также комбинированный угломерно-дальномерный метод.

**Дальномерный метод.** Этот метод основан на измерении расстояния  $D$  между точками излучения и приема сигнала по времени его распространения между этими точками.

Поверхностью положения дальномерной системы является поверхность шара радиусом  $D$ . Линиями положения на фиксированной плоскости либо сфере (например, на поверхности Земли) будут окружности, поэтому иногда дальномерные системы называют *круговыми*. При этом местоположение объекта определяется как точка пересечения двух линий положения. Так как окружности пересекаются в двух точках (рис. 2.1, б), то возникает двужначность отсчета, для исключения которой применяют дополнительные средства ориентирования, точность которых может быть невысокой, но достаточной для достоверного выбора одной из двух точек пересечения.

**Разностно-дальномерный метод.** С помощью приемоиндикатора, расположенного на борту объекта, определяют разность времени приема сигналов от передатчиков двух опорных станций:  $A$  и  $B$ . Станцию  $A$  называют ведущей, так как с помощью ее сигналов осуществляется синхронизация работы ведомой станции  $B$ . Измерение разности расстояний, пропорциональной временному сдвигу сигналов от станции  $A$  и  $B$ , позволяет найти лишь поверхность положения, соответствующую этой разности и имеющую форму гиперboloида. Если приемоиндикатор и станции  $A$  и  $B$  расположены на поверхности Земли, то измерение разности расстояний позволяет получить линию положения на земной поверхности в виде гиперболы.

Для двух станций можно построить семейство гипербол с фокусами в точках расположения станций  $A$  и  $B$ . Расстояние между станциями называют *базой*. Для заданной базы семейство гипербол наносят на карту заранее и оцифровывают. Однако одна пара станций позволяет определить лишь линию положения, на которой расположен объект. Для нахождения его местоположения необходима вторая пара станций (рис. 2.2), база которой  $d_2$  должна быть расположена под углом к базе  $d_1$  первой пары. Обычно ведущая станция  $A$  является общей и синхронизирует работу обеих ведомых станций  $B_1$  и  $B_2$ . Сетка линий положения такой системы образуется двумя семействами пересекающихся гипербол, позволяющих найти местоположение приемоиндикатора (ПИ), расположенного на борту объекта.

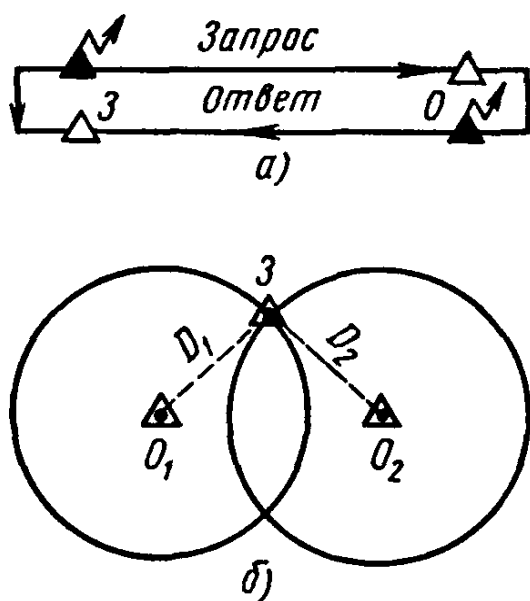


Рисунок 2.1 – Дальномерный метод

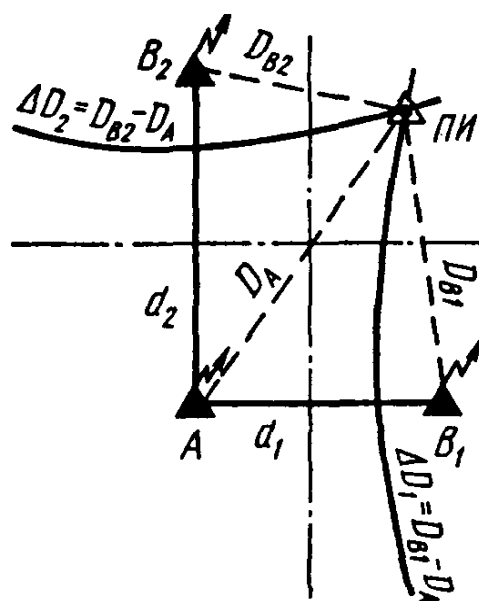


Рисунок 2.2 – Разностно-дальномерный метод

## 2.2. Спутниковые радионавигационные системы первого и второго поколений

### 2.2.1. Спутниковые радионавигационные системы первого поколения

В 1957 г. получила экспериментальное подтверждение возможность определения параметров движения искусственных спутников Земли (ИСЗ) по результатам измерений доплеровского сдвига частоты сигнала, излучаемого с ИСЗ, в точке приема с известными координатами. Была установлена также возможность решения и обратной задачи нахождения координат точки приема по измеренному доплеровскому сдвигу частоты сигнала, излучаемого с ИСЗ, параметры движения которого известны.

Использование ИСЗ в качестве радионавигационной опорной станции, координаты которой хотя и изменяются, но заранее известны для любого момента времени, позволило создать ряд проектов спутниковых радионавигационных систем (СРНС) первого поколения. Характерной чертой первого поколения СРНС является применение низковысотных (низкоорбитных) ИСЗ и использование для навигационных определений сигнала одного оказывающегося в зоне радиовидимости наблюдателя ИСЗ.

Рассмотрим следующую упрощенную модель (рис. 2.3). Пусть ИСЗ вращается с известной постоянной скоростью по окружности постоянного радиуса в плоскости, проходящей через центр сферы (Земли). Положение ИСЗ в каждый момент времени известно, наблюдатель (потребитель) неподвижен и находится на поверхности Земли в некоторой точке П. ИСЗ излучает гармонические колебания частотой  $f_0$ . Наблюдатель имеет возможность сравнивать частоту принимаемого от ИСЗ колебания  $f_{np}$  с частотой бортового эталона. Бортовой эталон имеет ту же частоту колебаний, что и излучаемый ИСЗ сигнал. Измерив разность частот  $f_{np} - f_0 = F_D(t)$ , можно построить зависимость доплеровского сдвига частоты  $F_D(t)$  от времени  $t$  (рис. 2.4). В момент  $t_0$  доплеровский сдвиг  $F_D(t) = 0$ , что соответствует наикратчайшему расстоянию между ИСЗ и потребителем. Наблюдатель, зафиксировавший момент изменения знака доплеровской частоты, может утверждать, что находится в плоскости, нормальной к вектору скорости ИСЗ. Зная координаты ИСЗ в момент времени  $t_0$  и направление его движения, можно построить поверхность положения в виде плоскости, а также линию положения на поверхности Земли (линия СП на рис. 2.3). Для определения на этой линии точки, соответствующей местонахождению наблюдателя, можно использовать зависимость крутизны кривой  $F_D(t)$  в момент  $t_0$  (кривые 1–3 на рисунке 2.4) от расстояния между ИСЗ и точкой приема П. Действительно, для заданных  $V_{ИСЗ}$ ,  $f_0$  и  $R_c$  крутизна изменения  $F_D(t)$  в окрестности точки  $t_0$  однозначно связана с наклонной дальностью  $D(t_0)$ , т. е. расстоянием между ИСЗ и потребителем в момент времени  $t_0$ . Определив  $D(t_0)$ , строят поверхность положения в виде сферы с центром в точке нахождения ИСЗ в момент  $t_0$ . Местоположение потребителя соответствует точке пересечения этой сферы с линией положения СП.

Таким образом, измерив  $t_0$  и крутизну зависимости доплеровской частоты от времени, находят координаты потребителя на поверхности Земли.

Рассмотренный метод определения координат называют *дифференциальным доплеровским (траверсным)*.

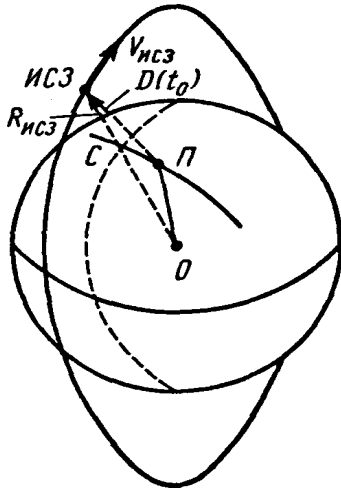


Рисунок 2.3 – Модель движения ИСЗ

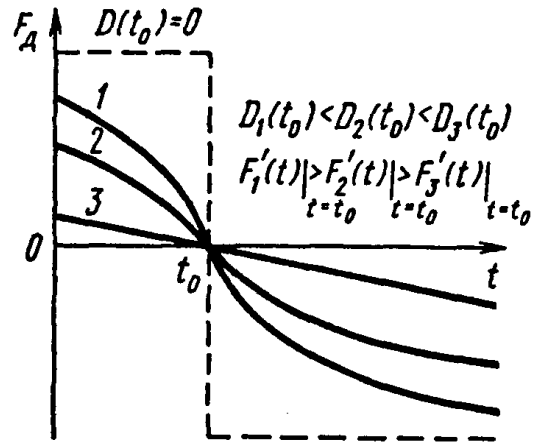


Рисунок 2.4 – Дифференциальный доплеровский метод

В космических РНС особое внимание уделяется зависимости качества радионавигационных измерений от мощности излучаемого ИСЗ сигнала. Помехоустойчивость радионавигационного канала тем выше, чем большая часть энергии принятого сигнала используется для измерения РНП. В связи с этим получил распространение метод радионавигационных измерений, основанный на интегрировании доплеровской частоты.

Пусть в точке приема (рис. 2.5) вычисляют интеграл

$$\Delta D = D(t_2) - D(t_1) = \frac{c}{f_0} \int_{t_1}^{t_2} F_d(t) dt. \quad (2.1)$$

Таким образом, вычисление интеграла от доплеровской частоты в пределах от  $t_1$  до  $t_2$  фиксирует разность дальностей  $\Delta D_1$  до ИСЗ в последовательные моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ , т. е. дает значение навигационного параметра в разностно-дальномерной РНС с опорными станциями, координаты которых определяются положением ИСЗ в эти моменты времени. Фиксированное значение  $\Delta D_1$  соответствует поверхности положения в виде гиперboloида. Производя интегрирование в течение интервала времени  $t_2 - t_3$  и пересчитав результат в разность расстояний, получим вторую поверхность положения. Положение наблюдателя характеризуется точкой пересечения этих гиперboloидов с земной поверхностью. Возникающая при этом неоднозначность решения навигационной задачи (точка пересечения поверхностей положения не является единственной) устраняется, как и в наземных РНС, с помощью априорных данных о координатах потребителя.

Рассмотренный метод нахождения координат называют *интегральным доплеровским*.

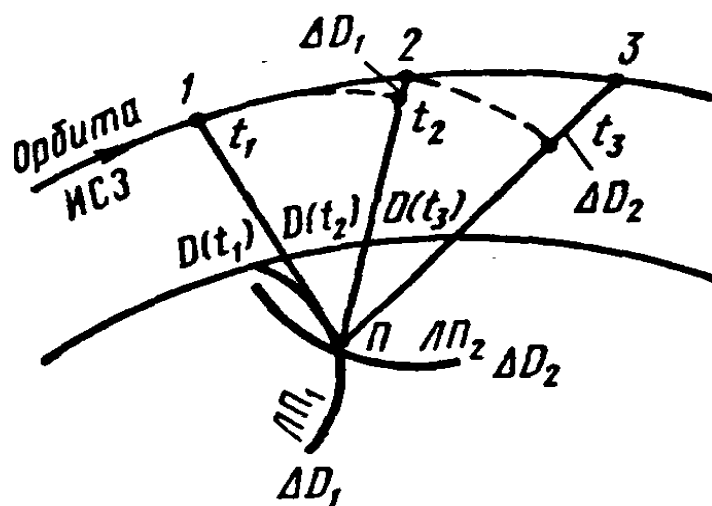


Рисунок 2.5 – Интегральный доплеровский метод

Искомые координаты рассчитывают с помощью бортового вычислителя. Как и в наземных беззапросных РНС, в спутниковых РНС основным условием является точная привязка результатов измерения РНП к единой шкале времени. Для этого в аппаратуру потребителя вводят высокостабильный эталон частоты, обеспечивающий формирование бортовой шкалы времени. Коррекцию бортовой шкалы времени осуществляют с помощью специальных меток времени в принимаемом радиосигнале. Кроме того, для вычисления текущих пространственных координат ИСЗ на борту потребителя необходимо иметь эфемеридную информацию, т. е. предвычисленные значения координат и вектора скорости ИСЗ.

Эфемеридную информацию в форме параметров орбиты ИСЗ либо его геоцентрических координат передают с борта ИСЗ с помощью модуляции (фазовой или частотной) непрерывной несущей, используемой для интегральных доплеровских измерений.

Приведенные соображения о возможности применения в СРНС интегрального доплеровского метода носят общий характер и не учитывают ряда важных факторов, влияющих на качественные показатели системы. Для того чтобы составить представление о влиянии этих факторов (интервалов времени между навигационными сеансами, параметров движения потребителя и др.) на точность определения местоположения потребителя, рассмотрим низкоорбитную СРНС «Транзит». В состав этой СРНС входят пять или шесть ИСЗ, наземный комплекс контроля и парк бортовой аппаратуры потребителей. ИСЗ расположены на круговых полярных орбитах высотой около 1100 км и имеют период обращения около 107 мин. При таких параметрах орбит каждый ИСЗ может находиться в зоне радиовидимости потребителя, радиус которой достигает 2000 км, от 10 до 16 мин. Учитывая, что период передачи навигационной информации (эфемеридная информация,

метки времени, служебная информация) равен 2 мин, а время нахождения ИСЗ в зоне радиовидимости – 10–16 мин, за один пролет ИСЗ можно поручить несколько поверхностей положения. Например, если  $\Delta t = t_2 - t_1 = 2$  мин, что соответствует расстоянию между положениями спутника в точках 1, 2, 3, ... около 960 км, то число поверхностей положения будет 5–8, тогда как минимальное достаточное для местоопределения число 3. Избыточное число образованных поверхностей положения может быть использовано для статистического сглаживания получаемых оценок координат. Кроме сглаживания избыточная информация позволяет измерить не только координаты – географическую широту и долготу, но и расхождение между шкалами времени потребителя и ИСЗ.

В рассматриваемой системе применяют два высокочастотных сигнала: основной (400 МГц) и вспомогательный (150 МГц), что дает возможность произвести компенсацию ошибки, обусловленной ионосферной рефракцией при доплеровских измерениях. Передачу навигационной информации осуществляют путем фазовой модуляции обеих несущих двоичными посылками  $\pm 60^\circ$ , что сохраняет постоянный уровень несущего колебания и обеспечивает устойчивую работу канала фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) вне зависимости от передаваемой последовательности информационных посылок.

При движении потребителя точность местоопределения зависит от точности оценки скорости объекта. Это объясняется тем, что для нахождения координат потребителя как точки пересечения нескольких поверхностей положения, соответствующих различным моментам времени, необходимо линии положения привести к одному моменту времени. Точное решение этой задачи возможно лишь при известных параметрах движения потребителя в интервалах между оценками РНП. Например, при погрешности измерения скорости объекта  $\Delta V_{\text{Д}} = 0,5$  м/с погрешность местоопределения составляет 500 м, в то время как погрешность местоопределения неподвижного объекта приблизительно равна 50 м.

Кроме того, в рассматриваемых СРНС невозможно непрерывно осуществлять местоопределение потребителей из-за наличия длительных перерывов между наблюдениями (прохождениями спутниками зоны радиовидимости). Средний интервал времени между наблюдениями зависит от географической широты потребителя и колеблется от 35 мин в приполярных районах до 90 мин вблизи экватора. Уменьшение этого интервала путем увеличения числа спутников в данных системах невозможно, так как все ИСЗ излучают сигналы на одних и тех же частотах. При нахождении в зоне радиовидимости нескольких спутников возникают взаимные помехи, что нарушает работоспособность систем.

Таким образом, существующие низкоорбитные СРНС обладают по крайней мере двумя серьезными недостатками: малой точностью определения координат высокодинамичных объектов и большим интервалом времени между наблюдениями.

### **2.2.2. Спутниковые радионавигационные системы второго поколения**

Несоответствие СРНС первого поколения требованиям высокоточного непрерывного навигационного обеспечения привело к разработке нового, второго, поколения СРНС. Характерными особенностями СРНС второго поколения являются применение средневысотных (среднеорбитных) ИСЗ и использование для навигационных определений сигналов нескольких одновременно находящихся в зоне радиовидимости ИСЗ. В состав СРНС входят подсистема ИСЗ, подсистема контроля и управления (наземный командно-измерительный комплекс) и подсистема аппаратуры потребителей.

В состав космической подсистемы входят 18–24 ИСЗ, размещенные равномерно в трех или шести орбитальных плоскостях, разнесенных равномерно долготе. Высота орбит ИСЗ – 20 000 км, период обращения – 12 ч. В зоне радиовидимости потребителя в любой момент может находиться от 4 до 11 ИСЗ, что обеспечивает возможность непрерывного определения трех координат (долготы, широты, высоты). СРНС имеет собственное системное время, хранимое на борту ИСЗ эталонами частоты. Временные шкалы всех ИСЗ согласованы между собой и синхронизируются системой единого времени. Подсистема контроля и управления (наземный командно-измерительный комплекс) осуществляет слежение за ИСЗ и обеспечивает спутники информацией, необходимой для формирования радионавигационных сигналов и навигационных сообщений.

Навигационная аппаратура потребителей (подсистема аппаратуры потребителей) производит выбор рабочего созвездия ИСЗ, поиск и слежение за сигналами, обработку измеряемых РНП и эфемеридной информации для определения координат и составляющих скорости потребителей.

В рассматриваемой СРНС ИСЗ излучают двоичный фазоманипулированный сигнал, код которого является индивидуальной принадлежностью каждого ИСЗ. Это позволяет всем ИСЗ работать на общей несущей частоте, не создавая заметных внутрисистемных помех. Измеряемыми радионавигационными параметрами служат время запаздывания и доплеровское смещение частоты принимаемого радионавигационного сигнала относительно его образца, формируемого на борту потребителя. Фазоманипулированный сигнал излучается на несущей частоте, близкой к 1,5 ГГц, обеспечивая высокую точность измерения обоих параметров. Время запаздывания

принятого сигнала относительно шкалы времени потребителя включает начальное расхождение шкал времени потребителя и ИСЗ и задержку распространения сигнала на трассе ИСЗ – потребитель. Если фазы опорных генераторов потребителя и ИСЗ совпадают (расхождение шкал времени равно нулю), то измеряемое время запаздывания пропорционально дальности между ИСЗ и потребителем. В противном случае оно пропорционально псевдодальности и для оценки координат необходимо использовать псевдодальномерные или разностно-дальномерные измерения подобно тому, как это делается в наземных РНС.

Измерение времени запаздывания принимаемого сигнала производится на основе корреляционного метода. Формируемая в приемнике копия сигнала ИСЗ перемножается с принятым сигналом, образуя корреляционную функцию. Выходной сигнал коррелятора достигает максимального значения, пропорционального числу элементов кода, когда формируемая копия (образец) совпадает по времени и частоте с принимаемым сигналом. Получаемый максимум функции корреляции пропорционален времени интегрирования в корреляторе. Выбором достаточно большого времени интегрирования достигается высокая точность измерения.

В связи с тем, что для определения координат необходимо иметь сведения о местоположении ИСЗ на каждый момент времени, в рассматриваемой СРНС, как и в СРНС первого поколения, на борту потребителя следует располагать эфемеридной информацией. Для этого на борту ИСЗ дальномерный ФМ радионавигационный сигнал подвергается дополнительной фазовой манипуляции на  $0^\circ$  и  $180^\circ$  в соответствии с информационным сообщением, представленным последовательностью нулей и единиц. Требуемая скорость передачи информации (эфемериды, поправки на распространение радиоволн и др.) невелика (около 50 бит/с), поэтому длительность одного информационного символа составляет приблизительно 20 000 мкс, в то время как период дальномерного кода – около 1000 мкс, что практически исключает влияние передаваемого сообщения на качество измерения псевдодальностей на борту потребителя. Таким образом, выделяемый на борту потребителя информационный сигнал несет сведения о параметрах движения ИСЗ, а дальномерный радионавигационный сигнал – сведения о параметрах движения потребителя относительно ИСЗ. Для составления навигационных уравнений удобно использовать систему декартовых координат (рис. 2.6) с началом в центре Земли (геоцентрическую прямоугольную систему координат). Обозначив через  $x_{исз}$ ,  $y_{исз}$ ,  $z_{исз}$  и  $x_{п}$ ,  $y_{п}$ ,  $z_{п}$  координаты ИСЗ и потребителя, квадрат расстояния между ними представим как

$$D^2 = (x_{исз} - x_{исз})^2 + (y_{исз} - y_{исз})^2 + (z_{исз} - z_{исз})^2. \quad (2.2)$$

Если бы шкалы времени ИСЗ и потребителя были точно совмещены, то для нахождения координат достаточно было бы измерить три РНП ( $D_1, D_2, D_3$  – расстояния до трех ИСЗ), составить систему из трех уравнений вида (2.2) и найти из нее три неизвестные:  $x_{П}, y_{П}, z_{П}$ . При наличии расхождения шкал времени  $c\Delta t = \text{const}$  измеренная псевдодальность включает величину  $c\Delta t$ , поэтому система уравнений принимает вид

$$(D_i + c\Delta t)^2 = (x_{исз} - x_{исз})^2 + (y_{исз} - y_{исз})^2 + (z_{исз} - z_{исз})^2, \quad (2.3)$$

где индекс  $i$  соответствует номеру ИСЗ.

Для расчета  $x_{П}, y_{П}, z_{П}$  и  $\Delta t$  требуется измерить четыре РНП ( $D_i + c\Delta t$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ ) и решить систему из четырех уравнений (2.3).

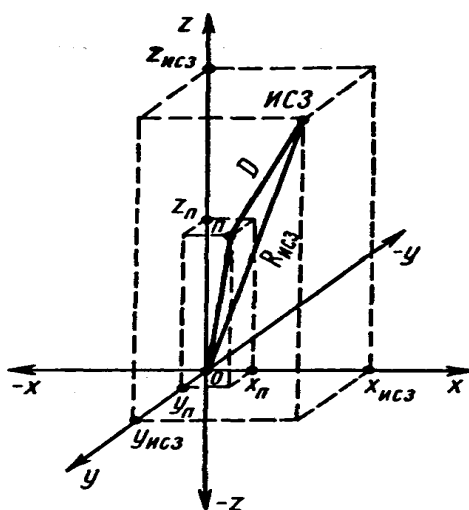


Рисунок 2.6 – Определение модуля вектора взаимного положения наземный пункт – ИСЗ

## 2.3. Состав глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС)

### 2.3.1. ГНСС глонасс

**Космический сегмент.** Полная (проектная) группировка НКА системы ГЛОНАСС состоит из 24-х спутников, равномерно распределенных в трех орбитальных плоскостях (рис. 2.7). Орбитальные плоскости разнесены относительно друг друга на  $120^\circ$  по абсолютной долготе восходящего узла и имеют условные номера 1, 2 и 3, возрастающие по направлению вращения Земли.

В каждой орбитальной плоскости расположено по 8 спутников со сдвигом по аргументу широты  $45^\circ$ . Орбитальные плоскости сдвинуты друг относительно друга на  $15^\circ$ , т. е. спутники в соседних орбитальных плоскостях смещены на  $15^\circ$  по аргументу широты. Нумерация позиций спутников

производится по порядку их последовательности на орбите в определенный момент времени и против их движения. Спутникам первой орбитальной плоскости присвоены номера 1–8, второй орбитальной плоскости – 9–16, третьей – 17–24.

Орбиты спутников являются близкими к круговым, с высотой 18 840–19 440 км (номинальное значение – 19 100 км). Наклонение орбиты –  $64,8^\circ$  с точностью  $\pm 0,3^\circ$ . Точность выведения спутника в заданную точку орбиты составляет 0,5 с по периоду обращения,  $\pm 1^\circ$  по аргументу широты и  $\pm 0,01$  по эксцентриситету.

Орбитальная структура сети спутников построена таким образом, что в каждой точке земной поверхности и околоземного пространства одновременно наблюдаются не менее четырех спутников. Их взаимное расположение обеспечивает необходимые точностные характеристики системы. Нужно заметить, что заданная точность координатно-временных измерений может быть достигнута при наличии в системе 21 спутника, по семь в каждой орбитальной плоскости, а остальные используются в качестве «горячего» резерва. Непрерывность навигационного поля системы ГЛОНАСС обеспечивается на высотах до 2000 км. Система сохраняет полную функциональность при одновременном выходе из строя до 6 НКА (по два в каждой плоскости).

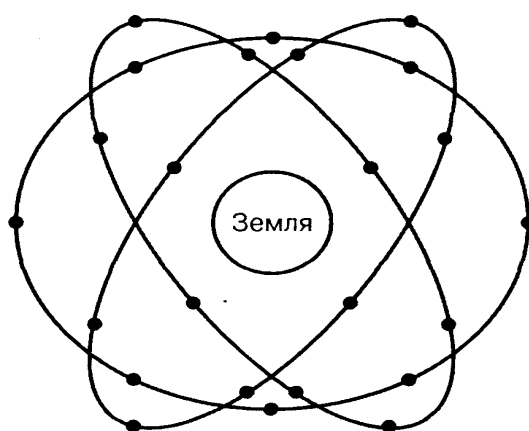


Рисунок 2.7 – Орбитальная структура ГНСС ГЛОНАСС

Интервал повторяемости трасс движения НКА и, соответственно, зон радиовидимости наземными потребителями составляет 17 витков или 7 сут 23 ч 27 мин 28 с. Отсюда видно, что *СНС ГЛОНАСС не является резонансной (или синхронной)*, т. е. спутники в своем орбитальном движении не имеют резонанса (синхронизма) с вращением Земли. Начало каждого витка смещается относительно поверхности Земли приблизительно на  $21^\circ$  по долготе, и орбита каждого НКА имеет многовитковый след. Благодаря этому возмущающее влияние нецентральности гравитационного поля Земли на орбиты НКА значительно снижается и является одинаковым для всех НКА.

Как следствие, орбитальная группировка СНС ГЛОНАСС более стабильна по сравнению с GPS, имеющей синхронные 12-часовые орбиты. Орбитальная группировка ГЛОНАСС не требует дополнительных корректировок в течение всего срока активного существования НКА, хотя срок функционирования НКА на сегодняшний день несколько меньше, чем в GPS.

**Сегмент управления.** Сегмент управления системы ГЛОНАСС состоит из следующих функциональных компонентов:

- центра управления системой;
- центрального синхронизатора;
- контрольных станций;
- системы контроля фаз;
- квантово-оптических станций;
- аппаратуры контроля поля.

Все компоненты функционально связаны между собой. Наземный сегмент осуществляет:

- траекторные измерения для уточнения и прогнозирования орбит спутников;
- временные измерения для определения расхождения бортовых шкал времени относительно системной шкалы и синхронизацию бортовых шкал;
- формирование и выгрузку на спутники массива служебной информации, включая эфемериды, альманах и временные поправки;
- контроль за работой бортовых систем НКА на основе телеметрической информации;
- контроль за содержанием навигационных сообщений НКА;
- слежение за характеристиками навигационного поля.

Наземные станции слежения находятся в точках, координаты которых определены с максимальной доступной точностью и предназначены для проведения траекторных и временных измерений и сбора телеметрической информации. С их помощью также происходит выгрузка служебной информации в бортовое запоминающее устройство НКА.

Сеть станций слежения ГНСС ГЛОНАСС выгодно отличается от аналогичной сети GPS тем, что расположена только на территории своей страны. Отчасти этому способствует большая протяженность российской территории с востока на запад (рис. 2.8).

Измерения траекторных параметров осуществляются запросным способом. По запросу со станции слежения спутник формирует ответ. По задержке ответа и доплеровскому сдвигу частоты определяются дальность до спутника с погрешностью не более 2–3 м и его радиальная скорость. Одновременно с измерением траекторных параметров происходит сбор телеметрической информации и выгрузка служебных данных.

В настоящее время на территории России, кроме Центра управления, действует семь станций слежения. На данный момент существующая сеть станций считается достаточной, так как даже при выходе из строя одной из станций она равноценно заменяется другой, благодаря избыточности системы. Кроме того, на станциях предусмотрено тройное резервирование аппаратуры.

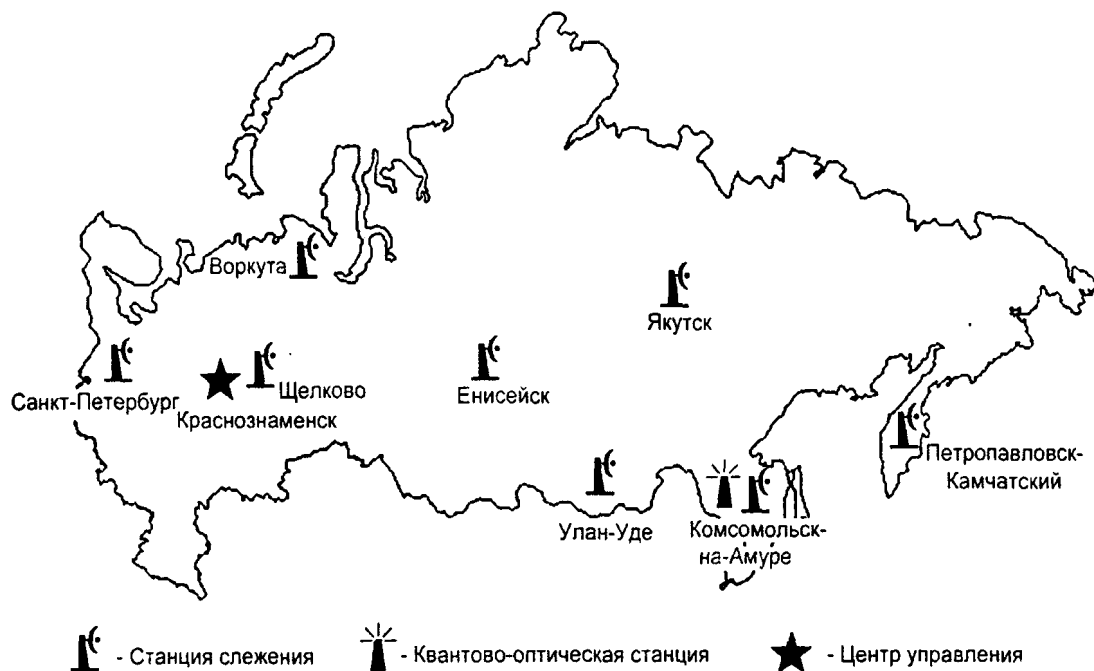


Рисунок 2.8 – Расположение наземных станций слежения ГНСС ГЛОНАСС

Входящие в состав наземного комплекса квантово-оптические станции предназначены для периодического высокоточного измерения дальности до НКА при помощи лазерного дальномера. В настоящее время используется несколько типов квантово-оптических станций, в том числе расположенных за пределами России. Так, например, квантово-оптическая станция «Майданак» (Узбекистан) позволяет измерять дальность до объектов на высотах до 40 000 км. Дальномерная ошибка станции не превышает 1,5–1,8 см, а угломерная – от 0,5" до 2". Для эффективной работы квантово-оптических станций требуется наличие хорошей оптической видимости в ночное время, поэтому они, как правило, применяются не при систематическом наблюдении за НКА, а для юстировки радиодальномерных каналов.

Кроме измерения траекторных и временных параметров НКА, наземные станции слежения обеспечивают контроль за качеством навигационного сервиса СНС. Поскольку координаты эталонных приемников точно определены, для каждого видимого НКА можно рассчитать прогнозируемые значения псевдодальностей и псевдоскоростей в заданные моменты времени.

*В режиме контроля НКА* происходит сбор навигационных сообщений от всех видимых спутников (при завершённой системе их может быть от 8 до 11) и измерение псевдодальностей и псевдоскоростей. Затем в автономном режиме происходит обработка и проверка полученной информации.

При обнаружении неисправности спутника сигнал об этом автоматически передается в Центр управления, где принимается решение об ограничении функциональности или выведении спутника из системы и о мерах по устранению неисправности.

*В режиме контроля навигационного поля* происходит решение навигационной задачи по оптимальному созвездию над станцией слежения. Результат определения координат сравнивается с эталонным. При наличии сверхнормативных расхождений сообщение об ошибке и пакет принятой информации передаются в Центр управления для дальнейшего анализа и принятия решения. С неисправным спутником может быть проведен сеанс запроса телеметрии для поиска неисправности. После анализа ситуации на борт спутника может быть передана команда включения в навигационное сообщение признака неисправности этого НКА или пересчет и перезагрузка обновленного массива навигационных данных. Также для этого НКА могут быть проведены внеплановые сеансы контрольных измерений с использованием других станций слежения.

**Сегмент потребителей.** В состав сегмента потребителей принято включать сообщество потребителей навигационной услуги, приемники навигационного сигнала, излучаемого спутниками, и подключаемое периферийное оборудование – антенны, устройства отображения информации, блоки автоматики и вспомогательное программное обеспечение. Потребитель может быть стационарным или подвижным, наземным (сухопутным или морским), воздушным или космическим. Присутствие человека в качестве оператора или прямого потребителя навигационной услуги не является обязательным. Но в любом случае конечными потребителями навигационной услуги являются люди.

Поскольку по ряду причин более широкое распространение в мире получила система GPS, практически все приемники системы ГЛОНАСС принимают также сигналы GPS, но отнюдь не все приемники системы GPS принимают сигналы системы ГЛОНАСС.

После приема и обработки навигационных сигналов аппаратура потребителя измеряет и вычисляет навигационные параметры: псевдодальность и псевдоскорость; вычисляет геоцентрические координаты, переводит их в геодезические координаты, вектор скорости и высоту над опорным эллипсоидом; находит поправку к местной шкале времени относительно системного времени.

### 2.3.2 ГНСС GPS

**Космический сегмент.** Полное созвездие GPS состоит из 24 действующих и не менее 3-х резервных НКА (рис. 2.9). Действующие НКА движутся по шести круговым орбитам. Орбиты наклонены к плоскости экватора под углом  $55^\circ$ , угол между плоскостями орбит –  $60^\circ$ . НКА движутся на высоте 10 900 морских миль, что соответствует примерно 20 180 км. Период обращения НКА – 11 ч 58 мин.

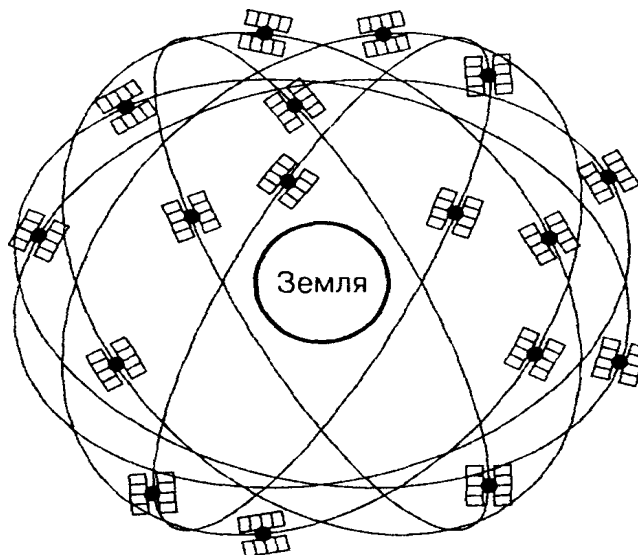


Рисунок 2.9 – Орбитальная структура системы GPS

Распределение НКА по орбитам подобрано таким образом, что в зоне видимости над каждой точкой земной поверхности постоянно находится созвездие как минимум из пяти НКА. Исключение составляют полярные и приполярные области. Предусмотрено наличие нескольких запасных НКА. Например, по состоянию на сентябрь 2002 г. на орбите находилось 29 НКА GPS. Кроме этого, НКА могут менять свое положение на орбите по команде с Земли, чтобы заменить вышедшие из строя НКА или увеличить покрытие на определенной территории.

Одновременно используются несколько типов НКА. В середине 1980-х годов были запущены первые несколько НКА серии Block I. Следующая серия НКА, именуемая Block II, выводилась на орбиту, начиная с 1989 г. К апрелю 1994 г., когда прекратил работу последний НКА серии Block I, на орбите уже находилось 24 НКА серии Block II. Следующая серия НКА получила сокращенное название Block IIR как сокращение от слова *Replenishment* – новый ресурс, замена. Запуск этой серии начался в 1996 г. И наконец, серия, запуск которой произведен до 2006 г., получила название Block IIF от английского термина *Follow-on* – модернизация в процессе эксплуатации.

Размеры каждого НКА составляют около 1,5 м в ширину и 5,3 м в длину, включая солнечные панели.

Важнейшим элементом каждого НКА являются рубидиевые и цезиевые атомные стандарты частоты (часы), по четыре модуля на каждом НКА. НКА Block II несут на борту два рубидиевых стандарта частоты со стабильностью  $5 \cdot 10^{-13}$ , и два цезиевых со стабильностью  $2 \cdot 10^{-13}$ . Несмотря на то, что бортовые часы сами по себе чрезвычайно точны, их показания периодически корректируются с Земли. Кроме генерации собственно сигналов точного времени, атомные стандарты частоты служат источником опорной частоты 10,23 МГц для бортовых передатчиков, которые излучают сигнал на двух частотах:  $L1 = 1575,42$  МГц и  $L2 = 1227,6$  МГц. Эти частоты кратны опорной частоте. Мощность бортовых передатчиков в разных модификациях около 50–60 Вт.

Кроме стандартов частоты и передатчиков, в состав бортового оборудования входят: синтезатор частот, блоки формирования навигационных сигналов, одна основная и две резервных бортовых ЭВМ, системы ориентации и коррекции орбиты, телеметрии, приема и ретрансляции сигналов наземного комплекса управления, терморегулирования и электропитания.

Система терморегулирования состоит из теплоотводящих панелей и нагревательных элементов. Источником электроэнергии являются панели солнечных батарей, а во время прохождения через тень Земли бортовое оборудование питается от никель-кадмиевых аккумуляторов.

Для передачи навигационных сигналов применяются фазированные антенные решетки на основе спиральных излучающих элементов. В линии обмена данными с наземным комплексом используются спирально-конические и конические антенны.

Бортовая подсистема телеметрии осуществляет передачу по радиоканалу данных о состоянии бортовой аппаратуры в наземный сегмент управления. По этому же каналу с земли передаются поправки к показаниям бортовых часов и эфемеридам. Для точного определения орбит НКА с Земли посылается специальный запросный сигнал, который при помощи бортового ретранслятора отсылается обратно. При помощи измерения задержки и доплеровского сдвига частоты этого сигнала осуществляется точное определение орбиты и скорости движения данного НКА. Для канала «Земля – борт» используется частота 2227,5 МГц, канал «борт – Земля» использует частоту 1783,74 МГц.

Как уже упоминалось, НКА способны определенное время функционировать без контакта с землей: от 14 дней для Block II и до минимум 180 дней для Block IIR. В первом случае повышения автономности добиваются, накапливая в памяти бортового компьютера большое количество статистических

данных об изменениях орбиты и параметрах движения НКА и прогнозируя возможные погрешности. Через 14 дней погрешность местоопределения на поверхности Земли может достигать 425 метров. Во втором случае НКА способны производить взаимный обмен данными и синхронизацию часов без контакта с землей, автоматически вычисляя параметры орбит. В течение 180 дней сохраняется устойчивое функционирование системы с постепенным снижением точности местоопределения. Для нормального функционирования автономной системы коррекции «Autonav» необходимо наличие на орбитах не менее 14–16 НКА типа Block IIR.

**Сегмент управления.** Сегмент управления отслеживает движение НКА и выполняет периодическую корректировку орбит, корректирует их эфемеридные константы и устраняет накапливающиеся ошибки бортовых часов. Соединенные Штаты располагают пятью полностью автоматическими станциями слежения, расположенными на Гавайях и атолле Кваджалейн в Тихом океане, на острове Вознесения в Атлантическом океане, на атолле Диего-Гарсия в Индийском океане, а также в Колорадо-Спрингс. В будущем планируется создание еще одной станции наблюдения на мысе Канаверал, штат Флорида. Расположение станций подобрано таким образом, чтобы разместить их наиболее равномерно вокруг земного шара по экватору и создать наиболее благоприятные условия для приема навигационных сигналов (рис. 2.10).

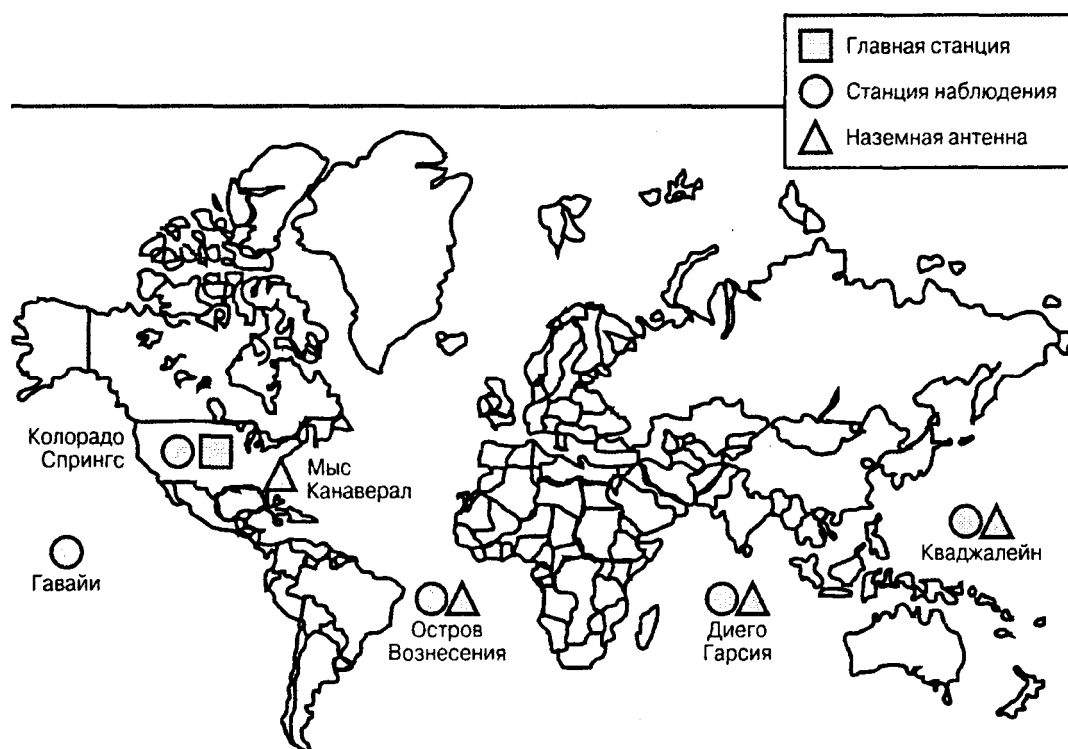


Рисунок 2.10 – Расположение наземных станций слежения GPS

Координаты каждой приемной станции определены с очень высокой точностью, и каждая станция оснащена цезиевыми атомными часами. Стационарные атомные часы станций слежения имеют более высокую точность, чем бортовые часы НКА. Сигнал от каждого НКА принимается четырьмя из пяти станций слежения (станция на Гавайях на момент подготовки книги не имела позиционированной наземной антенны). Поскольку заранее известны точные координаты приемных станций и эталонное время, по времени прохождения сигнала от НКА до станций вычисляются так называемые псевдодальности и рассчитывается точное положение НКА на орбите. Измеренные данные передаются в Главную управляющую станцию, расположенную в Колорадо-Спрингс, на базе ВВС Шривер. На этой станции осуществляется сбор и окончательная обработка данных, полученных от остальных наземных станций. Сколь бы ни были точны данные, получаемые от наземных станций слежения, они имеют свои погрешности, но благодаря некоторой избыточности данных и последующей математической обработке значительную часть погрешностей удастся скомпенсировать.

Кроме основных данных со станций слежения, на главную станцию поступают данные от астрофизических и метеорологических НКА. Дело в том, что состояние ионосферы Земли значительно влияет на скорость распространения радиосигнала, а мало поддающиеся прогнозированию вспышки на Солнце не только ионизируют верхние слои атмосферы, но и влияют на орбиты НКА.

В результате обработки полученной информации вычисляются новые эфемериды НКА (данные о положении НКА на орбите) и ошибка бортовых часов.

Один раз в сутки эфемериды и уточненные показания часов загружаются на НКА при помощи сети наземных передающих антенн, расположенных по всему миру. Кроме навигационных данных, на НКА при необходимости передаются команды корректировки орбиты.

Наземные антенны также используются для приема телеметрической информации о состоянии бортового оборудования НКА. За то время, пока НКА находится в зоне видимости, один из операторов центра управления передает на него обновленную навигационную информацию, а второй выполняет тесты по проверке состояния бортовых систем. В случае обнаружения сбоев принимается решение о работоспособности данного НКА. Существующее в данный момент число наземных станций слежения приводит к разрывам в слежении за состоянием НКА, поэтому для обеспечения непрерывного и даже избыточного слежения задействованы шесть станций Национального управления картографирования (NIMA).

Очевидно, что столь сложная система требует проведения профилактических и ремонтных работ. Поэтому для обеспечения надежного сервиса для конечных пользователей каждый НКА, кроме навигационных данных, передает информацию, именуемую *health status* – «состояние здоровья». На основании этой информации приемник пользователя принимает решение, следует ли принимать во внимание данные с конкретного НКА. Обычно НКА объявляется «больным» по команде Центра управления на время проведения профилактических работ. Так, например, периодически требуется производить накачку ионов в резервные бортовые атомные часы или корректировать орбиту при помощи бортовых двигателей. В экстремальных ситуациях НКА способен самостоятельно объявить себя «больным». Некоторые современные приемники допускают возможность по требованию пользователя игнорировать информацию о непригодности НКА и использовать получаемые от него навигационные данные под свою ответственность. Как правило, необходимость в этом возникает в неблагоприятных ситуациях, когда затруднен или невозможен прием сигналов от достаточного числа НКА.

**Сегмент потребителей.** Сегмент потребителей GPS аналогично сегменту потребителей ГЛОНАСС состоит из приемников и некоторых дополнительных устройств, таких как антенны, интерфейс с исполнительными устройствами, а также вспомогательного программного обеспечения. В простейшем случае приемник получает от НКА навигационные данные, встроенный вычислитель решает навигационную задачу и выводит на дисплей абсолютные значения координат. Однако для большинства применений столь скромных возможностей недостаточно.

Области применения GPS на сегодняшний день:

- военные задачи (точное целеуказание и целенаведение, позиционирование);
- авиация (прокладка курса, позиционирование, автоматическая посадка);
- морской транспорт (прокладка курса, позиционирование);
- наземный транспорт (прокладка маршрута, контроль движения);
- геодезия и картография (кадастровые съемки, картографирование и т. п.);
- строительство (мосты, тоннели, продуктопроводы);
- сельское хозяйство (разметка и обработка сельхозугодий);
- добыча полезных ископаемых;
- спасательные работы;
- системы безопасности (поиск похищенных автомобилей и грузов и т. п.);
- службы точного времени;
- частное использование в быту (туризм, охота, хобби).

В соответствии с областью применения конструкции и возможности приемников GPS могут значительно отличаться. Так, например, приемники для частного применения, как правило, не измеряют высоту и не вычисляют составляющие вектора скорости в режиме реального времени, тогда как системы автоматизированной посадки выполняют эти измерения обязательно. С другой стороны, существуют приемные устройства GPS, единственной задачей которых является получение сигналов точного времени и образцовой частоты. Наиболее часто подобные устройства используются в системах мобильных коммуникаций, а также для проведения технических измерений и научных экспериментов.

#### **2.4. Назначение и схемная реализация устанавливаемой на спутниках аппаратуры**

В соответствии с идеологией одностороннего спутникового метода измерения расстояний на спутнике размещается передающая часть дальномерного комплекса, с помощью которого формируются и передаются по радиоканалам на Землю все необходимые сигналы, участвующие в процессе проводимых измерений. На начальной стадии разработки систем GPS и ГЛОНАСС планировалось ее создание как навигационных систем военного назначения. При этом основное внимание было уделено формированию кодовых сигналов, с помощью которых предполагалось реализовать возможность оперативного определения расстояний между спутниками и наземной аппаратурой с точностью, характеризуемой погрешностями в десятки и сотни метров. При проектировании таких систем было признано целесообразным применение двух видов закодированных сигналов. Для системы GPS эти виды получили название общедоступного грубого кода (C/A-кода) с разрешающей способностью в несколько десятков метров и санкционированного точного кода (P-кода) с разрешающей способностью примерно в 10 раз более высокой. Применительно к системе ГЛОНАСС такие кодовые послышки получили название узкополосной и широкополосной псевдослучайной последовательности (СТ-код и ВТ-код). Передача со спутника обоих сигналов осуществляется посредством модуляции несущих колебаний дециметрового диапазона.

Наряду с перечисленными выше функциями расположенная на спутнике аппаратура должна также передавать на Землю навигационное сообщение.

Все формируемые на борту спутника несущие и кодовые сигналы, а также бинарные сигналы для передачи навигационного сообщения получают на основе использования установленных на спутнике высокостабильных опорных генераторов.

На заключительной стадии сформированные сигналы объединяются и после соответствующего усиления излучаются спутниковой антенной системой в направлении земной поверхности.

Взаимодействие входящих в состав спутниковой аппаратуры электронных узлов проиллюстрировано схемой, приведенной на рисунке 2.11.

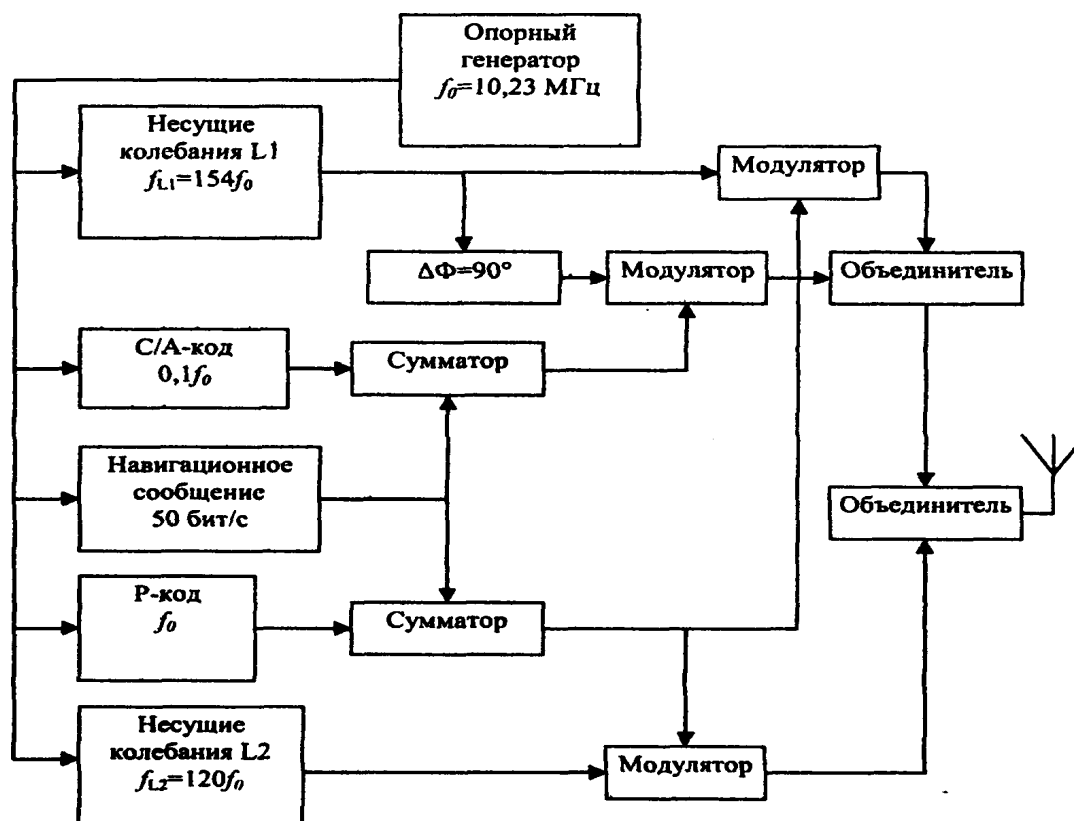


Рисунок 2.11 – Упрощенная функциональная схема установленной на спутнике аппаратуры для системы GPS

Основой данной функциональной схемы является высокостабильный опорный генератор, который называют также бортовым эталоном времени и частоты (БВЭЧ). Частота возбуждаемых таким генератором колебаний выбрана равной: для GPS – 10,23 МГц, а для ГЛОНАСС – 5,11 МГц. На базе использования этого генератора не только формируются все передаваемые со спутника сигналы, но и реализуются высокоточные электронные часы, показания которых используются как в процессе выполнения спутниковых измерений, так и для передачи сигналов точного времени.

В системе GPS колебания несущих частот, получивших условные обозначения  $L1$  и  $L2$ , формируются посредством умножения частоты задающего опорного генератора, соответственно, на 154 и на 120. Получаемые при этом частоты  $f_1 = 1575,42$  МГц и  $f_2 = 1227,60$  МГц соответствуют дециметровому диапазону ( $\lambda_{L1} = 19,0$  см и  $\lambda_{L2} = 24,4$  см).

В системе ГЛОНАСС с помощью соответствующих синтезаторов частот для каждого спутника формируется своя пара несущих частот, одна из которых относится к верхнему ( $L1$ ), а другая – к нижнему ( $L2$ ) диапазонам частот. При этом для верхнего и нижнего диапазонов несущие частоты, характерные для конкретного спутника, определяются по формулам

$$f_{1,k} = f_{1,0} + k\Delta f_1;$$

$$f_{2,k} = f_{2,0} + k\Delta f_2,$$

где  $f_{1,0} = 1602,000$  МГц, а  $\Delta f_1 = 0,5625$  МГц;  $f_{2,0} = 1246,000$  МГц, а  $\Delta f_2 = 0,4375$  МГц;  $k$  – условный порядковый номер пары несущих частот  $f_{1,k}$  и  $f_{2,k}$ .

Несущие колебания в рассматриваемых системах не только используются в качестве переносчиков информации со спутников в наземную аппаратуру, но и являются основными сигналами при выполнении фазовых измерений, с помощью которых удастся определять расстояния между спутником и наземным пунктом с характерной для геодезии высокой точностью.

Формируемые на спутнике кодовые сигналы предназначены, прежде всего, для оперативного измерения расстояний на пониженном уровне точности, характерном для решения навигационных задач. Применительно к системе GPS эти сигналы используются для распознавания конкретного номера спутника, захвата свойственного ему сигнала и удержания его в течение всего сеанса наблюдений.

Численные значения характерных для кодовых сигналов тактовых частот, получаемых на основе использования частоты опорного генератора, в системе GPS выбраны следующими: для C/A-кода  $f_{c/A} = f_0/10 = 1,023$  МГц, для P-кода –  $f_p = f_0 = 10,23$  МГц.

В системе ГЛОНАСС тактовые частоты для СТ-кода и ВТ-кода соответственно:

$$f_{CT} = 0,511 \text{ МГц и } f_{BT} = 5,11 \text{ МГц.}$$

Информация, содержащаяся в навигационном сообщении, передается на более низкой частоте ( $F_{HC} = 50$  бит/с), при формировании которой также используются колебания опорного генератора.

Поступающие с выходов кодирующих устройств кодовые последовательности суммируются с сигналами навигационного сообщения, после чего они поступают в модуляторы (перемножители), где осуществляется фазовая модуляция несущих колебаний  $L1$  и  $L2$ . При этом колебания  $L1$  подвергаются модуляции кодовыми сигналами как C/A-кода, так и P-кода, в то время как колебания  $L2$  модулируются только сигналами P-кода с наложенным на них навигационным сообщением.

Для облегчения разделения на приемном конце кодовых сигналов (С/А- и Р-кода), передаваемых на частоте  $L1$ , несущие колебания, используемые для передачи С/А-кода, дополнительно сдвигаются по фазе на  $90^\circ$ , что позволяет реализовать в аппаратуре потребителя так называемый квадратурный принцип разделения принимаемых сигналов.

После формирования на спутнике фазомодулированных сигналов несущей частоты последние объединяются с помощью соответствующих электронных узлов в один комплексный сигнал, который излучается спутниковой антенной системой.

## **2.5. Формирование радиосигналов на спутнике**

### **2.5.1. Принципы формирования кодовых последовательностей**

Из всех перечисленных выше создаваемых на спутнике сигналов наибольшего внимания заслуживают принципы формирования кодовых сигналов как из-за нестандартных подходов к реализации этих принципов, так и из-за необходимости знания характерных особенностей сформированных кодовых последовательностей, используемых при организации приема спутниковых сигналов и выполнения псевдодальномерных измерений.

С учетом отмеченных предпосылок рассмотрим вкратце принцип формирования упомянутых сигналов и, в частности, характерного для системы GPS общедоступного С/А-кода. В соответствии с общей функциональной схемой (см. рис. 2.11) такой кодированный сигнал формируется на основе использования генерируемых задающим генератором колебаний, частота которых подвергается 10-кратному делению. Образующая при этом последовательность остроконечных импульсов с периодом следования около 1 мкс поступает на ленточный сдвиговый регистр с обратными связями. Сдвиговый регистр – это набор соединенных между собой однобитовых ячеек памяти. Когда на вход цепочки из сдвиговых регистров поступает импульсный сигнал, содержимое такой последовательности регистров (т. е. их состояние) сдвигается на один бит в направлении к выходу. Для формирования кодового сигнала в цепочку из сдвиговых регистров вводят определенное количество обратных связей, которые по предписанной закономерности будут дополнительно изменять состояние входной ячейки памяти (рис. 2.12).

Приведенная на рисунке 2.12 схема получила название ленточного сдвигового регистра с обратными связями. В частности, на приведенной схеме обратные связи организованы за счет передачи состояний 3-й и 10-й ячеек на бинарный сумматор, с выхода которого сигнал поступает на вход 1-й ячейки. Если ячейки 3 и 10 имеют разные состояния, то в 1-й ячейке из-за воздействия цепи обратной связи установится уровень, равный единице,

а если одинаковые, – то нулевой уровень. В аналитической форме ленточные сдвиговые регистры с обратной связью принято характеризовать полиномами типа  $1 + X^3 + X^{10}$ , где показатель степени соответствует номеру ячейки, участвующей в организации обратной связи.

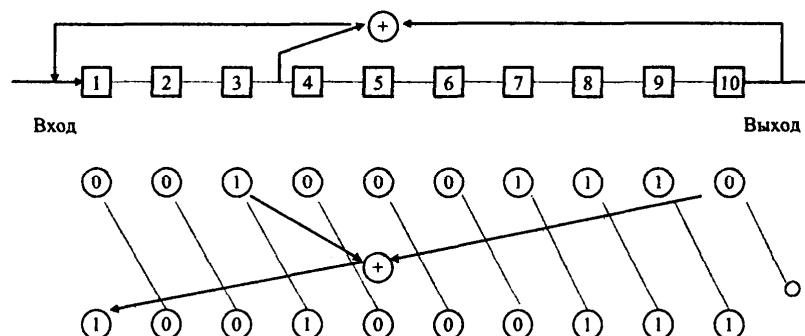


Рисунок 2.12 – Принцип работы используемых в GPS сдвиговых регистров с обратными связями

На GPS-спутниках C/A-код формируется с помощью двух десятибитовых ленточных сдвиговых регистров, один из которых имеет полиномиальное представление в виде  $1 + X^3 + X^{10}$ , а другой –  $1 + X^2 + X^3 + X^6 + X^8 + X^9 + X^{10}$ . На рисунке 2.13 приведена взаимосвязь таких регистров.

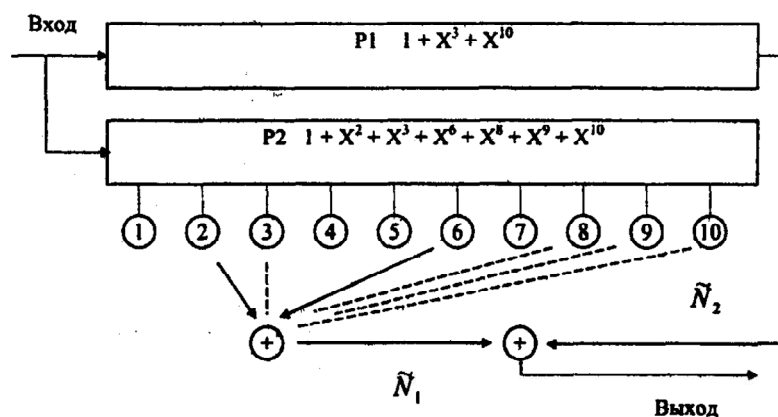


Рисунок 2.13 – Взаимосвязь двух сдвиговых регистров при формировании C/A-кода

Для каждого GPS-спутника формируется свой C/A-код за счет подачи на сумматор сигналов от различных пар ячеек, входящих в состав регистра P2. Такое семейство кодов получило название кодов Голда, характерная особенность которых состоит в том, что любые две модификации кодов имеют очень слабую перекрестную корреляцию, в результате чего в аппаратуре потребителя облегчается разделение сигналов, которые поступают одновременно от различных спутников.

Полная неповторяющаяся последовательность С/А-кода состоит из 1023 бит, что соответствует длительности, равной одной миллисекунде. Форма сигналов, характерная для кодовых последовательностей, приведена на рисунке 2.13.

Изображенная на рисунке 2.14 форма сигнала свидетельствует о том, что кодированию подвергается длительность посылок единичного и нулевого уровня. Наиболее короткая посылка получила название чипа.

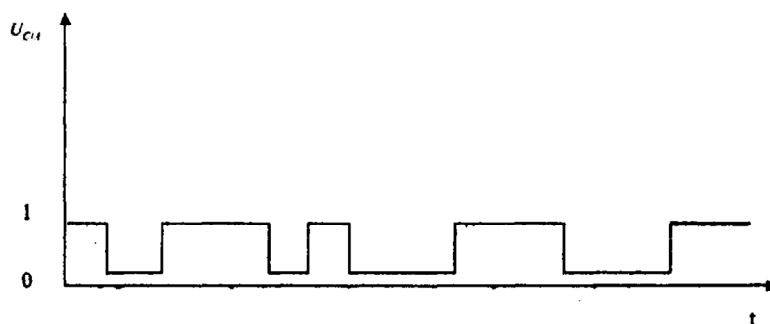


Рисунок 2.14 – Характерная форма кодовой последовательности

Данная элементарная посылка определяет характерную для С/А-кода тактовую частоту, которая, как уже отмечалось ранее, равна 1,023 МГц.

Формирование санкционированного точного Р-кода базируется на аналогичных принципах за исключением того, что вместо двух используются четыре десятичные сдвиговых регистра. Эти регистры объединяются попарно, образуя последовательности, содержащие, соответственно, 15 345 000 и 15 345 037 элементарных посылок. Две упомянутые последовательности объединяются между собой с введением 37 различных задержек с целью формирования 37 различных однонедельных частей Р-кода, каждая из которых характерна только для одного конкретного спутника. В отличие от С/А-кода длительность элементарной посылки равна примерно 0,1 мкс, а период повторения всей кодовой последовательности – около 266 суток.

Выбранный принцип формирования Р-кода обеспечивает высокую защищенность от использования его несанкционированными потребителями.

В системе ГЛОНАСС применяется аналогичный метод формирования кодовых сигналов. При этом выбранные коды базируются на использовании М-последовательности, которая применительно к СТ-коду описывается полиномом  $1 + X^5 + X^9$ , т. е. для организации обратной связи в ленточном сдвиговом регистре используются выходы с 5-й и с 9-й ячеек этого регистра. Как уже отмечалось выше, тактовые частоты для СТ- и ВТ-кодов выбраны равными 0,511 МГц и 5,11 МГц. Уменьшение в 2 раза значений этих частот в сравнении с соответствующими тактовыми частотами, применяемыми в GPS, обуславливает снижение потенциальной точности дальномерных измерений, основанных на использовании соответствующих кодовых сигналов.

### 2.5.2. Содержание и формирование на спутнике навигационного сообщения

При работе с рассматриваемыми системами позиционирования наряду с информационными сигналами, непосредственно участвующими в процессе дальномерных измерений, возникает необходимость в передаче со спутника в наземную аппаратуру целого набора разнообразной информации. Эта информация так или иначе используется потребителем как при выполнении всего комплекса вычислений, связанных с определением местоположений интересующих точек стояния, так и с получением сигналов точного времени.

К такой информации, получившей название навигационной, относятся эфемериды спутника, поправки за показания часов конкретного спутника, время, характерное для рассматриваемой системы, поправки за влияние ионосферы, состояние работоспособности спутника, а также некоторая другая вспомогательная и служебная информация. Весь этот комплекс информации формируется в виде строго предписанной последовательности, составляющей содержание навигационного сообщения.

Формат упомянутого сообщения (рис. 2.15) применительно к системе GPS представляет собой кадр, разделенный на пять субкадров, которые часто называют строками. Каждая строка содержит 10 стандартизированных слов, состоящих из 30 бит. Длительность одного бита – 0,02 с, одного слова – 0,6 с, одной строки – 6 с, а всего кадра – 30 с.

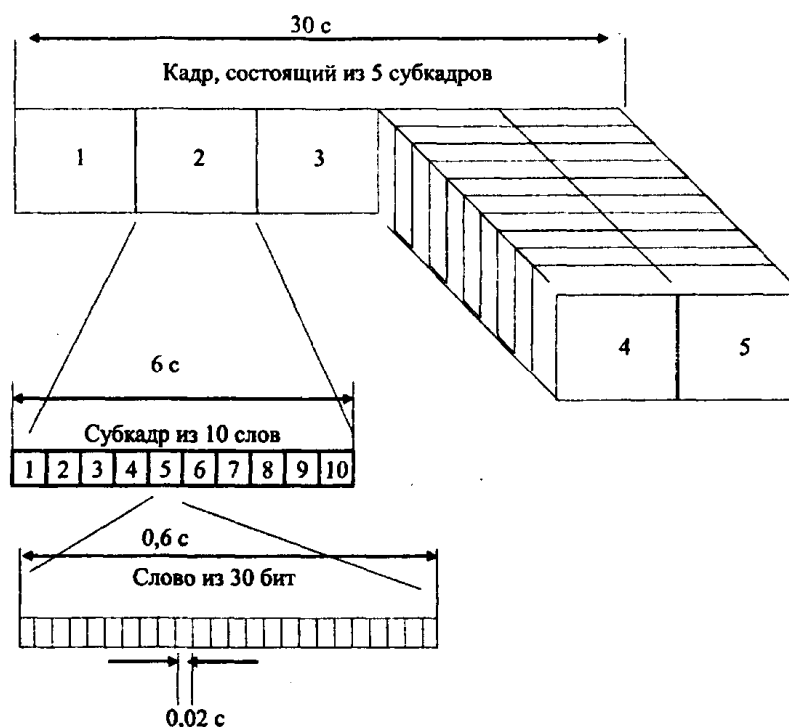


Рисунок 2.15 – Структура навигационного сообщения системы GPS

Содержание первого, второго и третьего субкадра повторяется каждые 30 с. Что касается четвертого и пятого субкадров, содержащих достаточно большой объем информации об альманахе, включающем в себя краткую информацию о всем «созвездии» спутников, то они состоят из 25 страниц, на передачу которых затрачивается 12,5 мин.

Каждый субкадр начинается с телеметрического слова (TLM), содержащего сигнал синхронизации и некоторую диагностическую информацию. Второе слово в каждом субкадре представляет собой ключ, который в зарубежной литературе часто условно называют словом передачи (HOW), которое используется для распознавания спутника и идентификации поступающей информации, а также для формирования показаний счета времени (Z-счет).

В первом субкадре передаются признаки отождествления и работоспособности спутника, коэффициенты полинома второй степени, моделирующего поправки к показаниям часов наблюдаемого спутника, информацию о календарном отсчете времени и некоторые другие признаки.

Во втором и третьем субкадрах содержится эфемеридный ряд данных с поправками к кеплеровым орбитам, позволяющий потребителю вычислять текущие координаты спутника, относящиеся к тому моменту времени, когда производится измерение расстояния до спутника. Содержание четвертого и пятого субкадров изменяется в каждом последующем кадре, причем информация начинает повторяться через каждые 25 кадров. Таким образом, суммарная информация этих субкадров состоит из 25 страниц, на передачу которых затрачивается 750 с, т. е. 12,5 мин.

Значительное количество страниц в четвертом субкадре резервируется для военного использования. В остальной части содержится информация о поправках за влияние ионосферы, о показаниях времени UTC, а также данные альманаха, т. е. приближенная информация о всех спутниках с номерами, превышающими номинальное «созвездие».

Страницы пятого субкадра посвящены главным образом данным альманаха и статусу работоспособности первых 24 спутников, находящихся на орбитах.

Следует заметить, что идентичное содержание страниц четвертого и пятого субкадров передается по радиоканалу каждым спутником. Поэтому при отслеживании только одного спутника можно получить всю входящую в состав альманаха краткую информацию о всех находящихся на орбитах спутниках. Рассмотренное выше навигационное сообщение передается с каждого спутника в цифровой форме на обеих несущих частотах (см. рис. 2.11).

### 2.5.3. Методы объединения и формы передачи радиосигналов со спутника в аппаратуру потребителя

Приведенная на рисунке 2.11 упрощенная функциональная схема спутниковой аппаратуры свидетельствует о том, что со спутника излучаются радиоволны, объединяющие в себе различные типы сигналов. Рассмотрим вкратце принципы объединения таких сигналов, формы их передачи и требования, которые предъявляются к формированию суммарных радиосигналов.

Непосредственно из рисунка 2.11 следует, что на первой стадии возникает необходимость объединения кодовых сигналов с навигационным сообщением, причем такое объединение для Р-кода и для С/А-кода производится отдельно с использованием сумматоров. Основным методом объединения кодовой последовательности с навигационным сообщением является бинарное суммирование, при котором одинаковые уровни чипов кода и сообщения обуславливают появление на выходе сумматора сигнала нулевого уровня, а при разных состояниях (1 и 0) — сигнал единичного уровня.

Для дальнейшей передачи отмеченных выше объединенных сигналов используется метод бинарной парафазной модуляции несущих колебаний дециметрового диапазона. Сущность такого метода состоит в том, что при смене уровней объединенных кодовых сигналов (от 0 к 1 или от  $-1$  к  $+1$  и в обратном направлении) фаза несущих колебаний скачком изменяется на  $180^\circ$  (рис. 2.16).

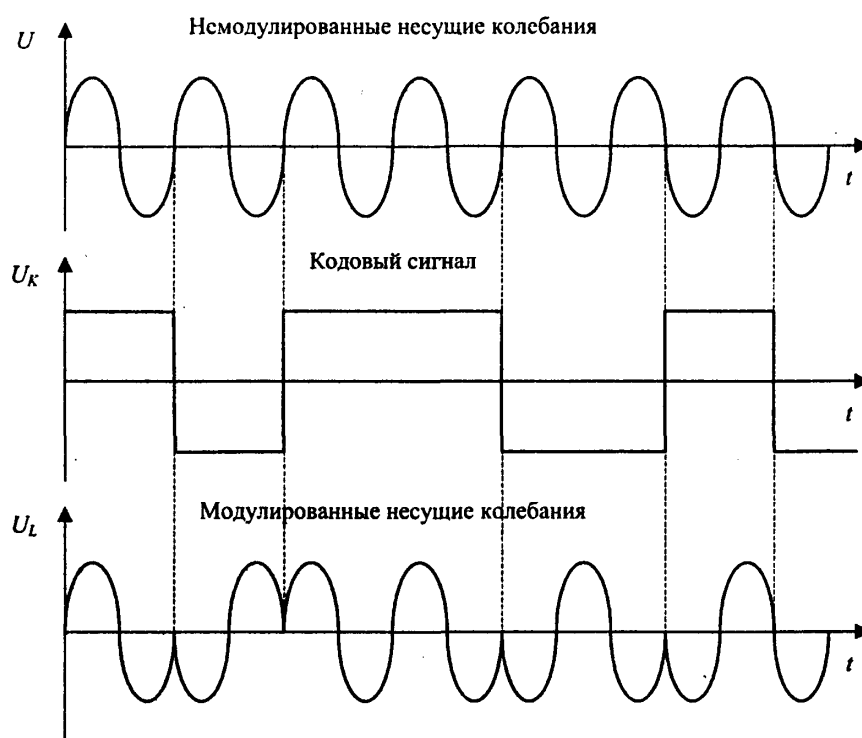


Рисунок 2.16 – Принцип бинарной парафазной модуляции несущих колебаний

Если немодулированные несущие колебания представить в следующей аналитической форме:

$$U = U_m \cos(ft), \quad (2.4)$$

где  $U_m$  и  $f$  – амплитуда и частота несущих колебаний;

$t$  – текущее время,

то модулированные колебания описываются в GPS системе соотношениями:

а) для частоты  $L1$ :

$$U_{L1} = U_{mL1}(P(t)D(t)\cos(f_{L1}t) + C/A(t)D(t)\sin(f_{L1}t)); \quad (2.5)$$

б) для частоты  $L2$ :

$$U_{L2} = U_{mL2}(P(t)D(t)\cos(f_{L2}t)),$$

где  $P(t)$ ,  $C/A(t)$  и  $D(t)$  – последовательности бинарных состояний Р-кода, С/А-кода и навигационного сообщения, соответствующие уровням +1 или –1.

Описываемый уравнениями (2.5) объединенный сигнал подается в установленное на спутнике антенное устройство, с помощью которого модулированные радиосигналы дециметрового диапазона излучаются в направлении земной поверхности.

К формируемым на спутниках GPS-сигналам предъявляются следующие основные требования:

1) все передаваемые со спутника типы сигналов должны быть когерентными, т. е. формироваться с помощью одного и того же бортового опорного генератора. Разность во времени передачи С/А-кода и Р-кода не должна превышать 10 нс;

2) формирование несущих колебаний должно осуществляться с минимальным уровнем аппаратных шумов. Флюктуации фазы отмеченных колебаний не должны превышать 5°;

3) квадратурная реализация двух сдвинутых по фазе на 90° сигналов с частотой  $L1$  должна осуществляться с погрешностью не более 5°;

4) разность аппаратных задержек сигналов с частотами  $L1$  и  $L2$  на входе в антенное устройство не должна превышать 15 нс при вариациях не более 3 нс.

Используемая в GPS бинарная парафазная модуляция обуславливает достаточно широкую полосу пропускания (не менее 20 МГц), в связи с чем данную систему позиционирования относят к системе с расширенным спектром. К положительным свойствам таких широкополосных систем могут быть отнесены такие позитивные моменты, как повышенная помехоустойчивость и достаточно высокая разрешающая способность. Вместе с тем

при приеме характерных для GPS широкополосных сигналов, который осуществляется одновременно от нескольких спутников, излучающих сигналы на одних и тех же несущих частотах, в аппаратуре потребителя приходится принимать соответствующие меры для разделения упомянутых сигналов и для устранения их взаимного влияния (в частности, сжатие спектра в процессе выполнения гетеродинирования, применение узкополосных фильтров после осуществления демодуляции и другие радиотехнические приемы). Более подробно этот круг вопросов рассмотрен в специализированной литературе.

## **2.6. Принципы демодуляции принимаемых сигналов**

При выполнении измерений расстояний до спутников, а также в целях получения информации, передаваемой в составе навигационного сообщения, возникает необходимость выделения из состава модулированных колебаний всех интересующих нас сигналов, на основе которых выполняются упомянутые процедуры. К таким сигналам относятся кодовые сигналы, с помощью которых определяют грубые значения расстояний (псевдодальности), гармонические колебания с частотой биений, используемые для получения точных значений расстояний до спутника (фазовые измерения), а также бинарные сигналы, несущие в себе различную измерительную и служебную информацию.

Все перечисленные сигналы передаются со спутника в составе модулированных по фазе несущих колебаний. Их разделение в приемной аппаратуре потребителя осуществляется на основе процесса, получившего название демодуляции.

Следует заметить, что процедура демодуляции неразрывно связана с рассмотренными выше методами селекции, поиска, захвата и отслеживания сигналов от интересующих нас спутников. При этом наибольшее распространение получил кодово-корреляционный метод реализации отмеченных процедур. Принцип разделения и демодуляции принимаемых GPS-сигналов поясняет функциональная схема (рис. 2.17).

Приведенная на схеме замкнутая петля отслеживания кодовых сигналов используется для автоматического захвата и отслеживания упомянутых сигналов от выбранного спутника.

Входящий в состав замкнутой цепочки генератор кодовых сигналов с регулируемой линией задержки позволяет сформировать местный кодовый сигнал, не только совпадающий с принимаемым от селектируемого спутника кодовым сигналом по своей структуре, но и согласованный с ним во времени с требуемой точностью.

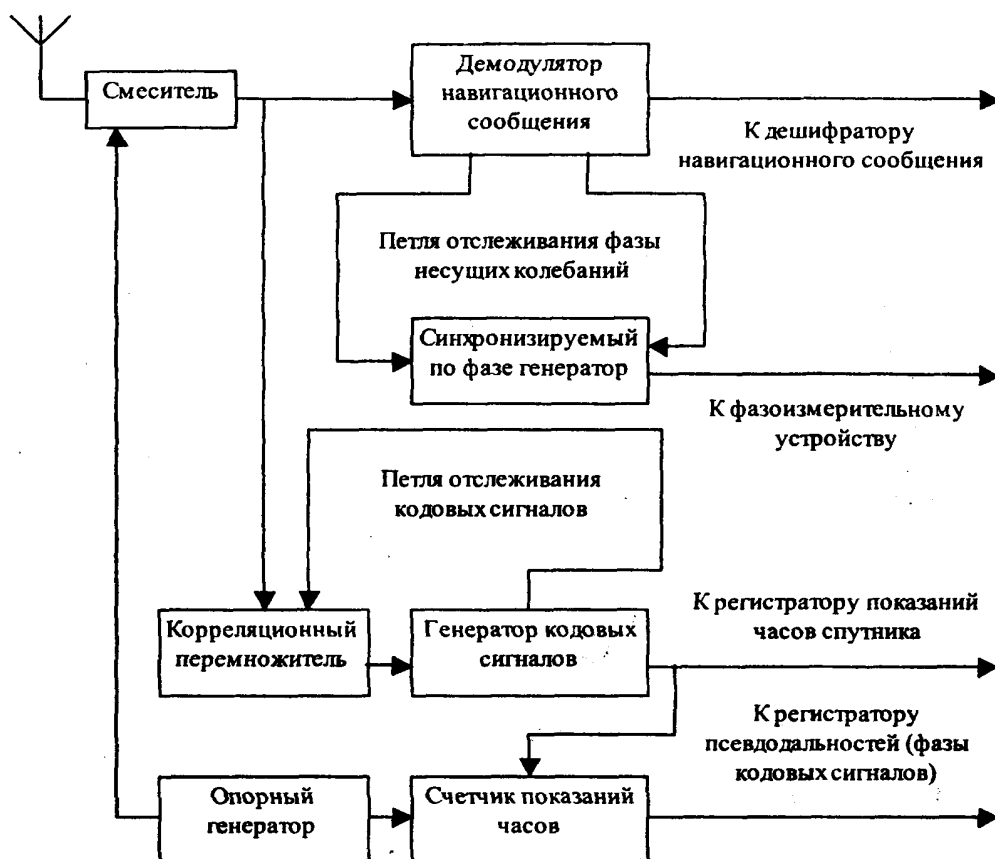


Рисунок 2.17. – Функциональная схема, поясняющая кодово-корреляционный метод демодуляции принимаемых GPS-сигналов

Поскольку принимаемый кодовый сигнал несет в себе информацию о показаниях часов на спутнике, то синхронизированный с ним во времени кодовый сигнал местного генератора может быть использован для регистрации показаний спутниковых часов, а значит, и для получения информации для отсчета точного времени. С помощью счетчика регистрируется временное смещение показаний часов на спутнике и в приемнике. По величине этого смещения определяется значение псевдодальности. Временное смещение часто называют фазовым сдвигом кодовых сигналов. Для воспроизведения синфазных гармонических колебаний, не подверженных воздействию кодовых сигналов и сигналов навигационного сообщения, используется другая замкнутая петля отслеживания фазы несущих колебаний (система ФАПЧ), реализуемая на основе управляемого по напряжению и синхронизируемого по фазе местного генератора гармонических колебаний. В схему такой цепочки обратной связи наряду с упомянутым генератором входят также (на схеме не показаны) квадратурный фазовый дискриминатор и блок управления. Первый из них позволяет получить на своем выходе сигнал, величина которого пропорциональна фазовому сдвигу между принимаемыми и местными колебаниями, причем этот сигнал не подвержен

влиянию модулирующих кодовых и навигационных сигналов. Что касается схемы управления, то за счет ее воздействия на синхронизируемый генератор величина сигнала на выходе фазового дискриминатора сводится к нулю, обеспечивая тем самым совпадение по фазе принимаемых и местных гармонических колебаний. В результате появляется возможность использовать при фазовых измерениях вместо «зашумленных» принимаемых от спутника гармонических колебаний неподверженные такому влиянию гармонические колебания местного генератора, которые поступают на вход фазоизмерительного устройства.

Для восстановления в GPS-приемнике навигационного сообщения, передаваемого со спутника в бинарной форме, используется отмеченный на схеме демодулятор навигационного сообщения, работа которого базируется на взаимодействии модулированных по фазе принимаемых колебаний с немодулированными гармоническими колебаниями, возбуждаемыми местным синхронизированным генератором. В результате сравнения упомянутых сигналов удастся с помощью фильтра низких частот выделить бинарный низкочастотный сигнал навигационного сообщения, который поступает в дешифратор с целью восстановления закодированной информации, содержащейся в передаваемом навигационном сообщении.

Обобщенный анализ схемы (см. рис. 2.17) показывает, что на ее основе удастся отдельно восстановить все интересующие нас сигналы, передаваемые со спутника в составе модулированных несущих колебаний дециметрового диапазона.

## **2.7. Абсолютные и относительные методы спутниковых измерений**

### **2.7.1. специфика проведения псевдодальномерных и фазовых измерений**

При выполнении спутниковых измерений используются в основном кодовые и фазовые методы. При этом из-за наличия в значениях измеряемых расстояний до спутников существенных по величине систематических ошибок определяемые длины линий получили название псевдодальноностей. Исходя из основополагающих принципов кодовых и фазовых методов, отмеченные значения псевдодальноностей, регистрируемые непосредственно на точке стояния приемника, могут быть зафиксированы только в режиме кодовых измерений. С учетом этого на практике псевдодальномерные измерения чаще всего отождествляют с измерениями, выполняемыми на основе кодовых методов.

Что касается фазовых измерений, относящихся к несущим колебаниям, то полное значение определяемого до спутника расстояния реализуется только после разрешения неоднозначности (т. е. нахождения целого числа длин волн, укладывающихся в измеряемом расстоянии), которое удастся произвести только после того, как в результаты измерений внесут практически все значительные по величине поправки. При такой процедуре значения подверженных различным влияниям псевдодальностей, базирующихся на фазовых методах, как правило, не фиксируются. С учетом этого в дальнейшем под псевдодальномерными измерениями будем подразумевать измерения, выполняемые на основе использования кодовых сигналов.

При работе геодезических спутниковых приемников применяются как псевдодальномерные, так и фазовые методы. Рассмотрим вкратце их специфические особенности. К таким особенностям могут быть отнесены способы регистрации определяемых величин, а также специфика их дальнейшей обработки.

К одной из характерных особенностей псевдодальномерных (кодовых) измерений следует отнести тот факт, что при их выполнении непосредственно в приемнике удастся зафиксировать время распространения радиосигнала на основе знания момента излучения и определения момента приема этого сигнала (более подробно эта процедура будет изложена в следующем подразделе). При умножении упомянутой величины на скорость распространения сигнала получают искомое однозначное значение псевдодальности. Для получения интересующей потребителя величины геометрического расстояния между спутником и приемником в регистрируемое значение псевдодальности вводят соответствующие поправки. Поскольку кодовые сигналы передаются со спутника посредством модуляции несущих колебаний, то для них характерна групповая скорость распространения, что приходится учитывать при определении временных задержек радиосигналов при их прохождении через такую диспергирующую среду, как ионосфера.

Отличительная особенность фазовых измерений заключается в том, что при их выполнении фиксируется фаза колебаний промежуточной частоты, которая однозначно связана с фазой несущих колебаний, причем непосредственно время излучения и приема отмеченных колебаний при снятии отсчетов в приемнике в расчет не принимается. В результате выполнения таких измерений удастся зафиксировать только последние цифры в значении измеряемого до спутника расстояния в пределах одной длины волны несущих колебаний. Предыдущие цифры определяют в процессе разрешения неоднозначности, который базируется на использовании дифференциальных методов и выполняется на базе полевой партии. При учете

влияния ионосферы используется фазовая скорость распространения радиосигналов, причем методы определения таких поправок в большинстве случаев основываются на применении различных несущих частот.

Большинство характерных для фазовых измерений поправок стремятся исключить за счет применения соответствующих дифференциальных методов. Математическое обоснование минимизации влияния различных источников ошибок при фазовых измерениях будет изложено ниже.

### **2.7.2. Принцип измерения псевдодальностей и практическое использование данного метода**

Основным показателем псевдодальномерных измерений является разность между моментом передачи кодовой посылки (при отсчете времени по часам, установленным на спутнике) и моментом приема упомянутой посылки (при отсчете времени по часам приемника). Применительно к введенному определению под псевдодальностью будем понимать измеряемое значение расстояния между спутником и приемником на момент передачи и приема радиосигналов с применением псевдослучайных кодовых посылок, генерируемых на спутнике и в приемнике. При этом первые из них формируются с помощью спутниковых часов, а вторые – на основе показаний часов приемника.

Показания часов на спутнике и в приемнике, как правило, расходятся, что приводит к возникновению соответствующих погрешностей в величине измеряемого расстояния. Кроме того, дополнительные отличия между определяемым и истинным значениями искомой длины линии обусловлены задержками на трассе прохождения радиосигналов через атмосферу (ионосферу и тропосферу).

С учетом сделанных замечаний основополагающее уравнение для псевдодальномерных измерений имеет вид

$$[(t_{np} + \delta t_{np}) - (t_c + \delta t_c)]c = \rho + \delta R, \quad (2.6)$$

где  $t_{np}$  и  $t_c$  – показания часов приемника и спутника, регистрируемые в момент измерения псевдодальностей;

$\delta t_{np}$  и  $\delta t_c$  – уход показаний часов относительно эталонного времени на момент взятия отсчетов;

$c$  – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме;

$\rho$  – топоцентрическое (геометрическое) расстояние между спутником и приемником на момент измерения псевдодальности;

$\delta R = c\delta t_{атм}$  – поправка к величине измеряемого расстояния, обусловленная влиянием атмосферы.

Непосредственно на основе уравнения (2.6) может быть получена рабочая формула для псевдодальномерных измерений:

$$R = (t_{np} - t_c)c = \rho + (t_{np} + t_c)c + \delta R. \quad (2.7)$$

Для определения интересующего нас значения геометрического расстояния  $\rho$  измеренную величину  $R$  корректируют за счет введения поправок  $\delta t_c$  и  $\delta R$  (поправка  $\delta t$  при этом заранее не определяется, а входит в число неизвестных параметров).

Одна из особенностей определения времени прохождения радиосигналом расстояния между спутником и приемником на базе использования кодовых посылок состоит в том, что из-за периодичности повторения отмеченных посылок регистрирующее устройство приемника позволяет определить временное смещение между принимаемыми от спутника и формируемыми на месте кодовыми сигналами только в пределах периода их повторения. Для используемого в системе GPS общедоступного C/A-кода такая периодичность равна одной миллисекунде, что соответствует прохождению радиосигналом расстояния, равного около 300 км. Поскольку расстояние до спутника составляет величину около 20 000 км, то без принятия соответствующих мер может возникнуть проблема разрешения неоднозначности применительно к кодовым сигналам.

Наиболее эффективно отмеченная проблема решается за счет использования информации о полном значении времени GPS и поправок к показаниям часов конкретного спутника, которая передается со спутника в составе навигационного сообщения и которая позволяет отождествить соответствующую кодовую посылку, на основе которой определяется псевдодальность.

При практическом использовании псевдодальномерных измерений с целью определения координат точки стояния приемника абсолютным методом совместно решают следующую систему четырех уравнений:

$$\begin{aligned} R'_1 &= \sqrt{(X_{c1} - X_{np})^2 + (Y_{c1} - Y_{np})^2 + (Z_{c1} - Z_{np})^2} = \Delta R; \\ R'_2 &= \sqrt{(X_{c2} - X_{np})^2 + (Y_{c2} - Y_{np})^2 + (Z_{c2} - Z_{np})^2} = \Delta R; \\ R'_3 &= \sqrt{(X_{c3} - X_{np})^2 + (Y_{c3} - Y_{np})^2 + (Z_{c3} - Z_{np})^2} = \Delta R; \\ R'_4 &= \sqrt{(X_{c4} - X_{np})^2 + (Y_{c4} - Y_{np})^2 + (Z_{c4} - Z_{np})^2} = \Delta R, \end{aligned} \quad (2.8)$$

где  $R'_{1...4} = R_{1...4} + c\delta t_c - \Delta R$  – откорректированное значение, псевдодальности до соответствующего спутника;

$X_{c1...c4}$ ,  $Y_{c1...c4}$ ,  $Z_{c1...c4}$  – текущие координаты четырех одновременно наблюдаемых спутников;

$X_{np}, Y_{np}, Z_{np}$  – определяемые координаты точки стояния;

$\Delta R = c\delta t$  – определяемая поправка, обусловленная неточностью хода часов приемника.

При решении системы уравнений (2.8) производится линеаризация этих уравнений. Точность таких координатных определений оценивается погрешностями на уровне нескольких метров. С учетом этого данный метод находит преимущественное использование при решении навигационных задач.

Применительно к геодезии псевдодальномерный метод определения координат выполняет в большинстве случаев вспомогательные функции. В частности, такой метод весьма часто применяют для определения абсолютных значений координат опорных (референцных) точек.

В тех случаях, когда требуемая точность определения координат оценивается на уровне около одного метра (как, например, на отдельных видах работ в морской геодезии), прибегают к применению дифференциальных псевдодальномерных методов.

Сущность практического использования таких дифференциальных методов состоит в том, что наряду с устанавливаемым на плавсредстве мобильным спутниковым приемником на берегу (или каком-либо другом неподвижном объекте) в точке с известными координатами устанавливается другой (опорный) приемник, работающий одновременно с первым. Между двумя приемниками организуется канал радиосвязи для передачи информации с опорного приемника на мобильный. Отмеченная информация содержит в своем составе поправки, которые получают на опорном пункте за счет использования как измеряемых значений псевдодальноностей, так и расстояний до спутников, вычисляемых на основе применения известных координат этого пункта. Учет упомянутых поправок в мобильном приемнике позволяет минимизировать влияние поправок, входящих в рабочую формулу (2.7).

### **2.7.3. Упрощенный анализ фазовых соотношений при спутниковых дальномерных измерениях**

При выполнении фазовых измерений несущих колебаний спутниковыми приемниками определяемой величиной является фаза принимаемых от спутника несущих колебаний, которая сравнивается с фазой соответствующих колебаний, генерируемых в приемнике. Из-за высокой частоты несущих колебаний и связанной с ней высокой чувствительностью используемых фазоизмерительных устройств потенциальные возможности этих методов оказываются чрезвычайно высокими и соответствуют миллиметровому уровню точности. В связи с этим фазовые методы являются основными при решении с помощью рассматриваемых спутниковых систем разнообразных геодезических задач, предусматривающих, как правило, обеспечение

высокой точности измерений. Вместе с тем при выполнении фазовых измерений возникают специфические для них осложнения (в частности, проблема разрешения неоднозначности), для преодоления которых приходится разрабатывать соответствующие методы.

Рассмотрим в сжатой форме математическое обоснование используемых фазовых методов, характерных для спутниковой системы GPS.

Представим текущую фазу несущих колебаний, поступающих от спутника на вход приемника, в виде

$$\Phi_c(t) = f_c(t - \tau) + f_c \delta t_c, \quad (2.9)$$

где  $f_c$  – частота несущих колебаний, возбуждаемых в спутниковой аппаратуре, относящаяся к времени выполнения измерений;

$\tau$  – время прохождения несущими колебаниями искомого расстояния между спутником и приемником;

$\delta t_c$  – уход показаний часов на спутнике.

Для текущей фазы возбуждаемых в приемнике опорных несущих колебаний соответственно имеем

$$\Phi_{np}(t) = f_{np}t + f_{np} \delta t_{np}, \quad (2.10)$$

где  $f_{np}$  – частота возбуждаемых в приемнике несущих колебаний, отнесенная к моменту выполнения измерений;

$\delta t_{np}$  – уход показаний часов приемника.

Подлежащий определению полный фазовый сдвиг между отмеченными выше колебаниями описывается при этом отношением

$$\Phi = \Phi_c(t) - \Phi_{np}(t) = -f_c \tau + f_c \delta t_c - f_{np} \delta t_{np} + (f_c - f_{np})t. \quad (2.11)$$

Поскольку при фазовых измерениях удастся измерить фазовый сдвиг только в пределах одного периода, имеем

$$\Phi = N - \Delta \Phi, \quad (2.12)$$

где  $N$  – целое число фазовых циклов, укладывающихся в измеряемом расстоянии;

$\Delta \Phi$  – измеряемое в приемнике значение разности фаз.

В соответствии с проведенными исследованиями отклонение несущих частот  $f_c$  и  $f_{np}$  от номинального значения на небольших временных интервалах (с учетом проводимых корректировок) оценивается дробными долями герца. Исходя из этого, можно принять равными  $f$ ,  $f_c$  и  $f_{np}$ .

В результате представляется возможным пренебречь последним членом в формуле (2.11) и переписать ее в следующем виде:

$$\Delta \Phi = f \tau + N + f(\delta t_{np} - \delta t_c). \quad (2.13)$$

Величина  $\tau$  представляет собой время запаздывания принимаемого сигнала, а поэтому во многих случаях условно считают это время отрицательной величиной. Если ввести значение скорости света в вакууме  $c$  и соответствующую поправку за влияние атмосферы  $\delta t_{атм}$ , то формула (2.13) может быть представлена как

$$\Delta\Phi = -f \frac{\rho}{c} \tau + N + f(\delta t_{np} - \delta t_c) + f \delta t_{атм}, \quad (2.14)$$

откуда

$$\rho = \lambda(N - \Delta\Phi) + (\delta t_{np} - \delta t_c) + c \delta t_{атм}, \quad (2.15)$$

где  $\lambda = c/f$  – длина волны несущих колебаний.

Знак перед  $\Delta\Phi$  зависит от режима работы фазометра и может быть как положительным, так и отрицательным. В отдельных публикациях в формулу (2.15) вводят еще член, учитывающий влияние случайных ошибок (так называемую «шумовую» компоненту). При характерном для спутниковых измерений методе в процессе проведения сеанса наблюдений накапливается большой объем измерений. В результате при вычислении средних значений влиянием данной компоненты на завершающей стадии, как правило, пренебрегают.

Из анализа формулы (2.15) следует, что для определения точного значения интересующей нас величины  $\rho$  на сантиметровом (или даже на миллиметровом) уровне точности необходимо не только с высокой точностью определять все входящие в данную формулу поправки, но и располагать надежными методами нахождения неизвестной величины  $N$ , соответствующей целому числу длин волн несущих колебаний, укладывающихся в измеряемом расстоянии между спутником и приемником.

Точность определения поправки  $\delta t_c$  на основе использования содержащейся в навигационном сообщении информации оценивается на уровне 1 м.

Поправка  $\delta t$  характеризуется еще более низкой точностью (на уровне около ста наносекунд или в расстоянии – порядка нескольких десятков метров).

Что касается метеопоправки  $\delta t_{атм}$ , то даже при использовании двухчастотных приемников ее погрешность в линейной мере соответствует нескольким метрам.

Исходя из наличия таких значительных по величине погрешностей, не представляется возможным на основе уравнения (2.15) разработать эффективные методы нахождения величины  $N$ , а следовательно, и искомого расстояния на основе фазовых методов, так как для надежного разрешения неоднозначности интересующее нас расстояние должно быть определено с погрешностью не хуже  $0,5\lambda$ , что для основной несущей частоты  $L1$  составляет величину около 10 см.

С учетом вышеизложенного были предприняты попытки изыскания способов многократного повышения точности определения перечисленных выше поправок. В результате наиболее эффективными оказались дифференциальные методы, базирующиеся на определении разности снимаемых отсчетов, а не их абсолютных значений. Математический анализ таких методов свидетельствует о возможности резкого повышения точности определения интересующих нас поправок или полного их исключения за счет образования тех или иных разностей.

## 2.8. Первые, вторые и третьи разности, базирующиеся на фазовых измерениях несущей частоты

### 2.8.1. Первые разности

Рассмотрим вначале метод одновременных наблюдений одного спутника с использованием двух приемников, установленных на разнесенных пунктах наблюдения А и В (рис. 2.18).

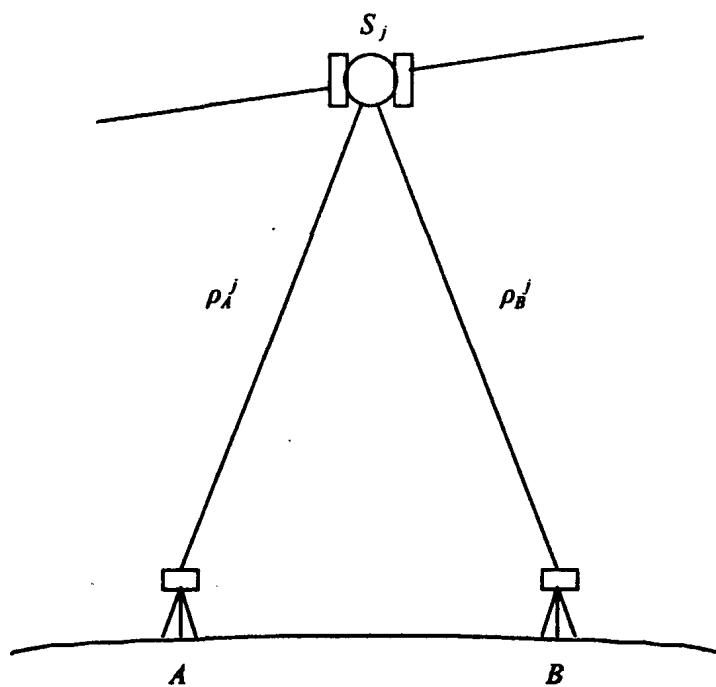


Рисунок 2.18 – К принципу дифференциальных фазовых измерений на основе образования первых разностей между станциями

Такой вид наблюдений получил название метода образования разности фазовых измерений между станциями, который относится к так называемым первым разностям. Основная характерная особенность данного метода состоит в том, что обработка результатов измерений производится

на основе использования фазовых сдвигов, получаемых одновременно на двух разнесенных станциях. Интересующая нас разность фаз описывается при этом соотношением

$$\Delta\Phi_{AB}^j = \Delta\Phi_B^j - \Delta\Phi_A^j, \quad (2.16)$$

где индекс  $j$  относится к спутнику  $S_j$ , а индексы  $A$  и  $B$  – к двум пунктам наблюдения  $A$  и  $B$ .

Используя уравнения (2.14) и (2.16), будем иметь

$$\begin{aligned} \delta\Phi_{AB}^j = & \frac{1}{\lambda}(\rho_A^j - \rho_B^j) + (N_A^j - N_B^j) + \\ & + f(\delta t_A - \delta t_B) + f(\delta t_{A_{атм}}^j - \delta t_{B_{атм}}^j), \end{aligned} \quad (2.17)$$

где  $\rho_A^j$  и  $\rho_B^j$  — геометрические расстояния между спутником и приемниками, установленными, соответственно, в точках  $A$  и  $B$ ;

$N_A^j$  и  $N_B^j$  — целые числа фазовых циклов, укладываемые в измеряемых расстояниях от спутника  $S_j$  до точек  $A$  и  $B$ ;

$f$  и  $\lambda$  — частота и длина волны несущих колебаний, используемых при фазовых измерениях;

$\delta t_A$ ,  $\delta t_B$  — отклонения показаний часов приемников, установленных в точках  $A$  и  $B$ , относительно времени системы;

$\delta t_A^j$  и  $\delta t_B^j$  — атмосферные временные задержки при прохождении радиосигналов от спутника  $S_j$  до приемников, установленных, соответственно, в точках  $A$  и  $B$ .

Анализ соотношения свидетельствует о том, что при образовании первой разности удается целиком исключить погрешность, связанную с уходом показаний часов на спутнике. Вместе с тем существенно ослабляется влияние атмосферы, так как в данном случае возникает необходимость учета не абсолютных значений задержек радиосигналов в атмосфере, а их разностей.

Наряду с перечисленными положительными качествами следует отметить также и негативные стороны такого метода. В частности, возникает необходимость применения не менее двух приемников, что не только повышает стоимость используемого потребителем оборудования, но и усложняет во многих случаях процедуру проводимых наблюдений. Следует заметить, что этот недостаток свойственен всем дифференциальным методам спутниковых измерений. Применительно к рассматриваемому методу остаются также неучтенными поправки, связанные с неточностью взаимных показаний часов двух приемников, которые по своим точностным показателям существенно уступают часам, установленным на спутнике (в спутниковых приемниках в подавляющем большинстве случаев вместо высокостабильных

атомных опорных генераторов используются более дешевые, но менее стабильные кварцевые генераторы). Для преодоления последнего недостатка проанализируем другой принцип организации первой разности, который получил название разности фазовых измерений между спутниками (рис. 2.19). При реализации данного принципа с помощью приемника, установленного в точке А, одновременно наблюдается не менее двух спутников  $S_j$  и  $S_k$ .

Характерная особенность этого метода заключается в образовании разности результатов фазовых измерений при одновременных наблюдениях одним приемником двух спутников. При этом образующаяся разность фаз может быть описана следующим соотношением:

$$\begin{aligned} \delta\Phi_A^{jk} = \Delta\Phi_A^k - \Delta\Phi_A^j = & \frac{1}{\lambda}(\rho_A^j - \rho_A^k) + (N_A^j - N_A^k) + \\ & + f(\delta t_A - \delta t_B) + f(\delta t_{A_{ат.м}}^j - \delta t_{B_{ат.м}}^j). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Используемые в данной формуле величины имеют тот же физический смысл, что и в формуле (2.17), с тем отличием, что вместо расстояний от одного спутника до двух приемников использованы расстояния от двух спутников до одного приемника.

Отличительная особенность этого метода состоит в том, что удастся исключить поправки, обусловленные неточностью показаний часов приемника, но не исключенными при этом оказываются погрешности показаний часов на спутнике.

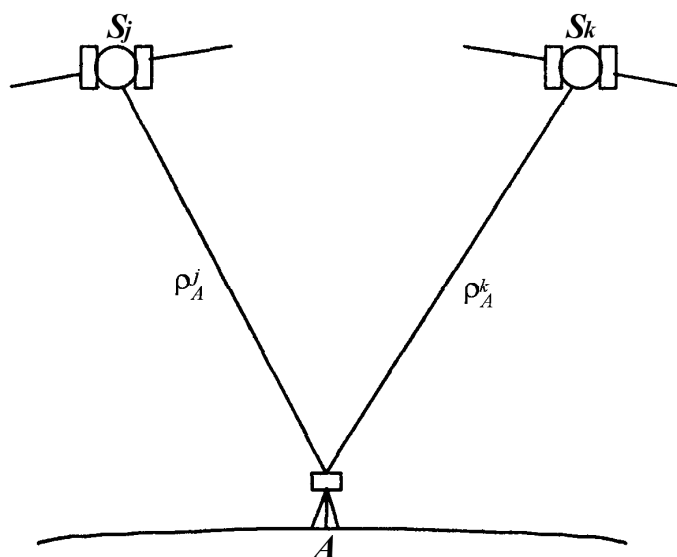


Рисунок 2.19 – К принципу дифференциальных фазовых измерений на основе образования первых разностей между спутниками

На основе совместного рассмотрения этих двух разновидностей первых разностей был предложен вариант дифференциальных измерений, получивший название метода вторых разностей.

### 2.8.2. Вторые разности

Этот метод нашел наиболее широкое практическое распространение при выполнении высокоточных геодезических измерений. Сущность данного метода состоит в том, что измерения производятся не менее чем двумя приемниками, с помощью которых наблюдаются не менее двух спутников (рис. 2.20).

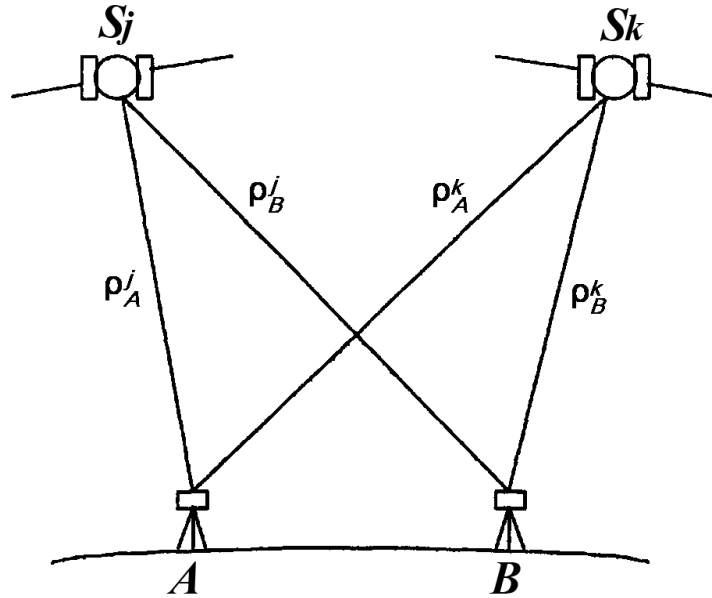


Рисунок 2.20 – К принципу дифференциальных фазовых измерений на основе образования вторых разностей

Получаемые при этом результаты измерений образуются на основе использования так называемых вторых разностей, описываемых соотношением

$$\delta\Phi_{AB}^{jk} = \delta\Phi_{AB}^k - \delta\Phi_{AB}^j = \frac{1}{\lambda} \rho_{AB}^{jk} + N_{AB}^{jk} + f \delta t_{AB_{атм}}^{jk}, \quad (2.19)$$

где

$$\begin{aligned} \delta\rho_{AB}^{jk} &= \rho_A^j - \rho_B^j - \rho_A^k + \rho_B^k; \\ \delta t_{AB_{атм}}^{jk} &= \delta t_{B_{атм}}^j - \delta t_{A_{атм}}^j - \delta t_{B_{атм}}^k + \delta t_{A_{атм}}^k; \\ N_{AB}^{jk} &= N_B^j - N_A^j - N_B^k + N_A^k. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Анализ формулы (2.19) свидетельствует о том, что при образовании вторых разностей из результатов измерений исключаются нестабильности хода часов как на спутниках, так и в приемниках. При этом дополнительно ослабляется влияние атмосферы. Однако нерешенной остается проблема

раскрытия неоднозначностей измеряемых расстояний, т. е. нахождение числа целых циклов  $N$ . Вместе с тем при определении разности координат между пунктами, на которых установлены одновременно работающие приемники, приходится учитывать неточность знания текущих координат спутников, что является следствием соотношения, связывающего между собой измеряемые расстояния и искомые координаты интересующих нас точек. Возможность устранения с помощью вторых разностей основного недостатка одностороннего принципа дальномерных измерений, заключающегося в необходимости учета несинхронности работы опорных генераторов на передающем и приемном концах измеряемой линии, обусловила тот факт, что данный метод стал основным вариантом дифференциальных измерений при высокоточных спутниковых определениях.

Дальнейший поиск путей разрешения свойственных фазовым измерениям неоднозначностей привел к целесообразности использования не только вторых, но и третьих разностей.

### 2.8.3. Третьи разности

При выполнении спутниковых измерений под третьими разностями принято понимать формируемые разности вторых разностей, относящихся к одним и тем же сочетаниям участвующих в измерениях приемников и наблюдаемых спутников, но к различным эпохам, т. е. моментам измерений, при движении спутников по своим орбитам. На рисунке 2.21 приведена схема, поясняющая последовательное расположение спутников и участвующих в наблюдениях приемников, которые позволяют получить необходимую информацию для реализации метода третьих разностей.

В соответствии с формулой (2.19) характерные для моментов времени  $t_1$  и  $t_2$  вторые разности описываются соотношениями

$$\begin{aligned}\delta\Phi_{AB}^{jk}(t_1) &= \frac{1}{\lambda} \rho_{AB}^{jk}(t_1) + N_{AB}^{jk}(t_1) + f \delta t_{AB_{амм}}^{jk}(t_1); \\ \delta\Phi_{AB}^{jk}(t_2) &= \frac{1}{\lambda} \rho_{AB}^{jk}(t_2) + N_{AB}^{jk}(t_2) + f \delta t_{AB_{амм}}^{jk}(t_2).\end{aligned}\tag{2.21}$$

Третьи разности представляют собой разность этих соотношений:

$$\delta\Phi_{AB}^{jk}(t_{2-1}) = \frac{1}{\lambda} \rho_{AB}^{jk}(t_{2-1}) + N_{AB}^{jk}(t_{2-1}) + f \delta t_{AB_{амм}}^{jk}(t_{2-1}).\tag{2.22}$$

Формула (2.22) свидетельствует о том, что при образовании третьих разностей фиксируются не абсолютные значения расстояний от приемников до спутников, а их приращения при перемещении последних по своей

орбите за время  $\Delta t = t_2 - t_1$ . При этом вместо полных значений фазовых циклов  $N$ , которые соответствуют прохождению радиосигналов расстояния от спутника до приемника и представляют собой неизвестные величины, регистрируются их приращения, обусловленные изменениями расстояний до спутников за время  $\Delta t$ . Такие приращения  $\Delta N$  могут быть определены по показаниям фазоизмерительного устройства при условии непрерывного отслеживания принимаемых от спутника радиосигналов, в результате чего они становятся известными величинами.

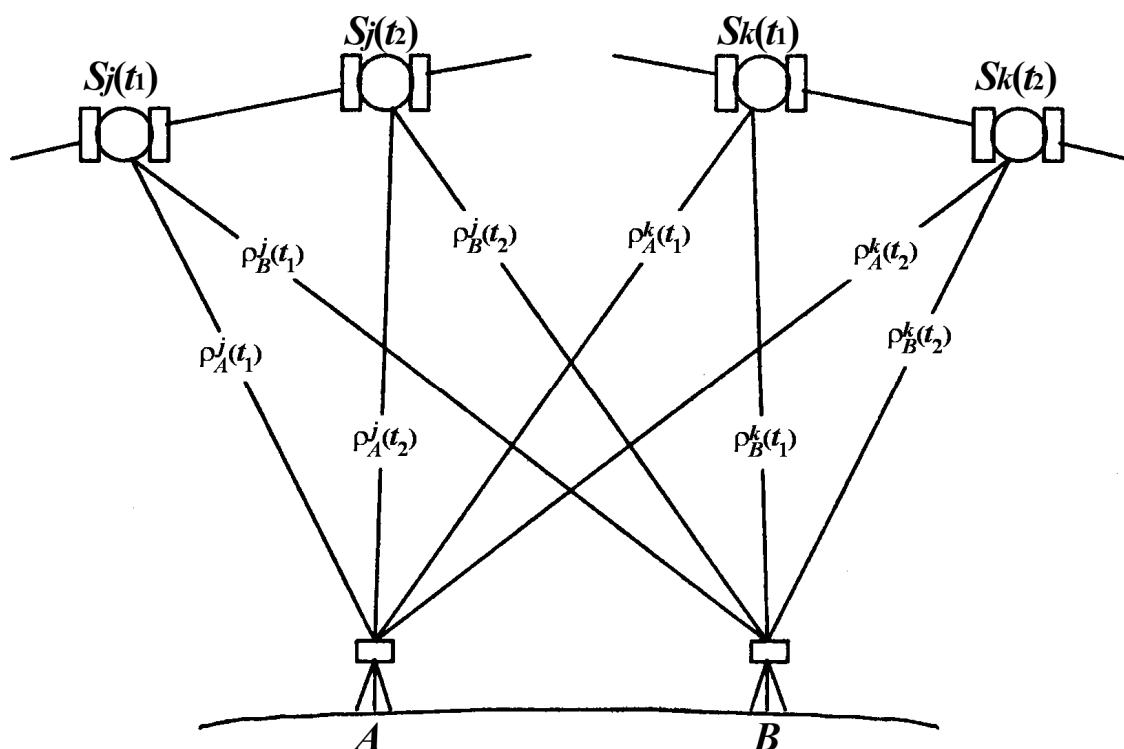


Рисунок 2.21 – К принципу дифференциальных фазовых измерений на основе образования третьих разностей

На основе вышеизложенного может быть сделан вывод о том, что третьи разности открывают перспективу разрешения неоднозначностей, свойственных фазовым измерениям, за счет нахождения полных значений  $N$  по их приращениям  $\Delta N$ . Однако количественный анализ получаемых с помощью третьих разностей результатов свидетельствует о том, что такая процедура, предусматривающая нахождение полных значений искомых величин по их разностям, неизбежно связана с существенным понижением точности. Это утверждение является следствием того, что при образовании разности в результате сохраняются те же достоверные разряды единиц, что и в сравниваемых величинах, но обратный переход от разностных значений к исходным величинам связан с умножением разности на соответствующий

множитель, в результате чего умножается и свойственная разностному значению погрешность. Поэтому описанный выше подход оказывается во многих случаях недостаточно эффективным и используется, как правило, только в качестве вспомогательного метода, а для отработки более надежных подходов к разрешению неоднозначностей приходится изыскивать другие методы.

## 2.9. Интегральный доплеровский счет

Наряду с кодовыми и фазовыми измерениями в спутниковых системах GPS и ГЛОНАСС находит также применение метод, основанный на эффекте Доплера, который являлся основным методом измерений в предшествующих GPS и ГЛОНАСС системах «Транзит» (США) и «Цикада» (Советский Союз). Как известно, доплеровский эффект проявляется в тех случаях, когда излучатель и приемник тех или иных колебаний перемещаются относительно друг друга. Отмеченная ситуация характерна и для систем GPS и ГЛОНАСС, поскольку спутник, являющийся источником излучения радиосигналов, непрерывно изменяет свое местоположение относительно установленного на земной поверхности приемника.

Наблюдатель воспринимает эффект Доплера через изменение частоты принимаемых колебаний, которое обусловлено взаимным перемещением спутника и приемника. В общем случае применительно к спутниковым измерениям характерное для доплеровского эффекта расхождение между передаваемой и принимаемой частотами описывается соотношением

$$\frac{f_{np}}{f_{nep}} = \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \Theta}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}, \quad (2.23)$$

где  $f_{nep}$  и  $f_{np}$  – частоты передаваемых и принимаемых колебаний;

$v$  – орбитальная скорость движения спутника;

$c$  – скорость распространения электромагнитных волн;

$\Theta$  – угол между направлением движения спутника и радиальным направлением, ориентированным на точку стояния приемника.

Величина  $v \cos \Theta$  в формуле (2.23) представляет собой скорость перемещения спутника в радиальном направлении, т. е. в направлении на приемник. Применительно к спутниковым дальномерным измерениям  $v \cos \Theta = dp/dt$ . Поскольку  $v$  много меньше  $c$ , то формула (2.23) с достаточной степенью приближения может быть записана в следующем виде:

$$f_{np} = f_{nep} \left( 1 - \frac{dp}{cdt} \right) \quad (2.24)$$

или

$$\frac{d\rho}{dt} = \lambda_c \Delta f, \quad (2.25)$$

где  $\lambda_c = c/f_{nep}$  – длина волны излучаемых спутником колебаний;

$\Delta f = f_{nep} - f_{np}$  – доплеровский сдвиг частоты.

При переходе к конечным приращениям  $\Delta\rho$  и  $\Delta t$  имеем

$$\Delta\rho = \lambda_c \Delta f \Delta t. \quad (2.26)$$

Величина  $\Delta f \Delta t$  представляет собой фазовый сдвиг  $\Delta\Phi_d$ , относящийся к доплеровскому эффекту. С учетом этого формула (2.25) принимает следующий окончательный вид:

$$\Delta\rho = \lambda_c \Delta\Phi_d. \quad (2.27)$$

Выполненный выше анализ свидетельствует о том, что эффект Доплера может быть использован для оценки скорости изменения измеряемого до спутника расстояния  $\rho$ . При такой оценке в приемном устройстве производится измерение доплеровского сдвига частоты  $\Delta f$ . Наряду с этим в спутниковых приемниках, приспособленных для выполнения фазовых измерений несущих колебаний, посредством фиксации обусловленного эффектом Доплера фазового сдвига  $\Delta\Phi_d$  представляется возможным фиксировать последовательные изменения расстояния до спутника  $\Delta\rho$ . Применительно к системе GPS такой дифференциальный метод получил название метода образования разности фазовых измерений между эпохами.

Существует несколько вариантов фиксации фазовых сдвигов несущих колебаний по мере орбитального движения спутника. При этом наибольшее распространение получил метод регистрации целого числа фазовых циклов  $\Delta\Phi = \Delta N_{12}$  при переходе спутника  $S$  из точки, соответствующей моменту времени  $t_1$  в точку, характерную для момента времени  $t_2$  (рис. 2.22). Обычно такие измерения выполняют на достаточно протяженном участке орбиты. При этом величину  $\Delta N_{12}$  называют интегральным доплеровским счетом (или сокращенно интегральным доплером).

При использовании фазовых измерений применительно к эффекту Доплера следует иметь в виду, что для оценки фазовых сдвигов  $\Delta\Phi_d$  наряду с принимаемыми от спутника сигналами в измерениях участвуют и местные опорные колебания, частота которых, как правило, несколько отличается от частоты излучаемых спутником колебаний.

Рассмотрим, как отражается это неравенство на результатах выполняемых доплеровских измерений.

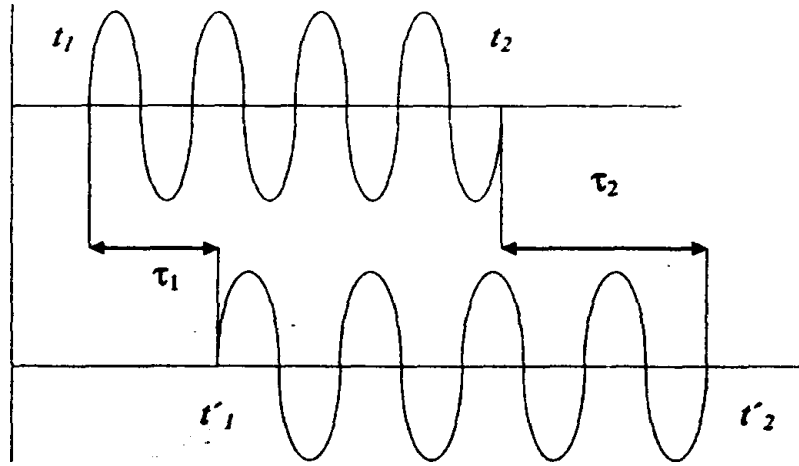


Рисунок 2.22 – Графики, поясняющие особенности доплеровских измерений, характерных для системы GPS

Предположим, что за интересующий нас интервал времени  $\Delta t = t_2 - t_1$  по часам спутника зарегистрировано  $n$ -е число циклов, излучаемых спутником несущих колебаний (см. рис. 2.22).

По истечении времени, необходимого для прохождения радиосигналом расстояния между спутником и приемником, это же количество циклов будет зарегистрировано и приемной аппаратурой, но по часам последней, в результате чего упомянутый выше интервал времени будет соответствовать  $t' = \Delta t'_2 - \Delta t'_1$ . Различие во времени прохождения между началом данного цуга  $\tau_1$  и его окончанием  $\tau_2$  объясняется тем, что за время  $t_2 - t_1$  расстояние между спутником и приемником изменилось.

Из рисунка 2.22 следует:  $t_2 - t_1 = (t'_2 - t'_1) - (\tau_2 - \tau_1)$ .

Так как в общем случае частота представляет собой скорость изменения фазы, т. е.

$$f(t) = \frac{d\Phi}{dt}$$

или

$$\Phi = \int f(t)dt,$$

то для величины  $\Delta N_{12}$  в интегральной форме можно записать:

$$\Delta N_{12} = f_{np0}[(t_2 - t_1) - (\tau_2 - \tau_1)] \int_{t_1 + \tau_2}^{t_2 + \tau_2} f'_c(t)dt, \quad (2.28)$$

где  $f_{np0}$  – частота опорных колебаний, генерируемых в приемнике;

$f'_c(t)$  – частота поступающих от спутника несущих колебаний, подверженная доплеровскому сдвигу.

Из равенства излучаемого и принимаемого количества циклов (см. рис. 2.22) имеем

$$\int_{t_1+\tau_2}^{t_2+\tau_2} f_c'(t)dt = f_c(t_2 - t_1), \quad (2.29)$$

где  $f_{np0}$  – частота несущих колебаний, генерируемых на спутнике.

Подстановка соотношения (2.29) в соотношение (2.28) дает

$$\Delta N_{12} = (f_{np0} - f_c)(t_2 - t_1) - f_{np0}(\tau_2 - \tau_1), \quad (2.30)$$

откуда

$$\tau_2 - \tau_1 = \frac{1}{f_{np0}}[(f_{np0} - f_c)(t_2 - t_1) - \Delta N_{12}] \quad (2.31)$$

или, переходя к приращениям расстояний,

$$\Delta p = (\tau_2 - \tau_1)c = \lambda_{np0}[(f_{np0} - f_c)(t_2 - t_1) - \Delta N_{12}], \quad (2.32)$$

где  $\lambda_{np0}$  – длина волны характерных для приемника опорных колебаний.

Первое слагаемое в квадратных скобках формулы (2.32) не связано с доплеровским эффектом и обусловлено неравенством частот несущих колебаний, генерируемых в приемнике и на спутнике. Для устранения влияния такого смещения необходимо или иметь информацию о точных значениях упомянутых частот (или показаний соответствующих часов) на спутнике и в приемнике, или использовать дифференциальный метод вторых разностей.

Второе слагаемое  $\Delta N_{12}$  отображает регистрируемые фазовые циклы, рассматриваемые как следствие эффекта Доплера. Оно позволяет определить интересующую нас величину  $\Delta p$  (после соответствующей корректировки, связанной с расхождением частот несущих колебаний на спутнике и в приемнике).

Позитивной стороной доплеровских измерений является то, что при их использовании не возникает необходимость разрешения неоднозначностей (в этом отношении данный метод имеет много общего с методом третьих разностей). Поскольку в системе GPS длина волны несущих колебаний равна примерно 20 см, то целочисленный счет таких длин волн обеспечивает дециметровый уровень точности, т. е. доплеровский метод по своей точности занимает промежуточное положение между фазовыми и кодовыми измерениями.

Рассматриваемый метод используется на геодезических работах пониженной точности или в качестве вспомогательного для определений приближенных значений расстояний при решении проблемы неоднозначности фазовых измерений.

## 2.10. Принципы разрешения неоднозначностей при фазовых измерениях

Как уже отмечалось ранее, при определении расстояний до спутников фазовыми методами возникает достаточно сложная проблема разрешения неоднозначности, т. е. нахождения целого числа длин волн  $N$ , укладывающихся в измеряемом расстоянии от спутника до приемника. Эта сложность обусловлена, прежде всего, тем, что определяемые дальности оцениваются величинами около 20 000 км, в то время как длина волны несущих колебаний в системе GPS составляет всего 0,2 м. При таких исходных предпосылках параметр  $N$  характеризуется числами порядка  $10^8$ . Следовательно, для того чтобы не вносить грубых ошибок в результаты измерений, т. е. уверенно определять величину  $N$  с точностью до одной целой единицы, необходимо обеспечить надежное нахождение этой величины с относительной погрешностью менее чем  $10^{-8}$ . При этом приходится учитывать и такие факторы, как непрерывное изменение величины  $N$  из-за орбитального движения спутника, а также необходимость нахождения серии таких величин для нескольких одновременно наблюдаемых спутников, поскольку для каждого конкретного спутника величина  $N$  имеет свое индивидуальное значение.

При отработке подходов к выбору эффективных методов разрешения неоднозначности наблюдается стремление выполнить следующие основные предпосылки:

1) перед процедурой, связанной с определением параметра  $N$ , целесообразно исключить все основные источники систематических ошибок, которые обуславливают смещение результатов измерений и искажают истинное значение  $N$ , не позволяя рассматривать ее как целочисленную величину;

2) для исключения необходимости многократного определения величины  $N$  для каждого спутника по мере его орбитального движения целесообразно ограничиться нахождением этой величины только в начальной точке наблюдения конкретного спутника, а затем отслеживать ее изменения по показаниям фазоизмерительного устройства;

3) выбираемые методы должны обеспечивать точность предварительных определений значений измеряемых расстояний, связанных с процедурой разрешения неоднозначности, не хуже половинного значения длины волны несущих колебаний, т. е. применительно к GPS на уровне около 10 см;

4) желательно, чтобы предлагаемые методы были достаточно универсальными, чтобы можно было их использовать при работе как с двухчастотными, так и с одночастотными приемниками, в которых исключается возможность использования двух несущих частот с целью разрешения неоднозначности.

При выполнении перечисленных выше предпосылок открывается возможность ограничиться нахождением величины  $N$  только в начальной точке отслеживаемой траектории наблюдаемого спутника, т. е. осуществить разрешение так называемой начальной неоднозначности. Применительно к такой постановке задачи рассмотрим несколько наиболее распространенных методов разрешения неоднозначностей, характерных для спутниковых GPS измерений. К ним относятся:

- геометрический метод;
- метод, базирующийся на комбинации кодовых и фазовых измерений;
- метод поиска наиболее вероятных значений величины  $N$ ;
- нетривиальные методы разрешения неоднозначности.

### 2.10.1. Геометрический метод

Сущность данного метода состоит в том, что после захвата радиосигнала и начала фазовых измерений непрерывно отслеживаются целочисленные изменения фазы, т. е. циклы. Неизвестная начальная величина  $N$  считается при этом неизменной при выполнении измерений во всех последующих точках траектории движения наблюдаемого спутника. Измерения моделируются на основе использования уравнения (2.14):

$$\Delta\Phi = -f \frac{\delta}{c} + N + \Delta N + f(\delta t_{np} - \delta t_c) + f \delta t_{атм}, \quad (2.33)$$

где  $\Delta N$  – отсчитываемые с помощью фазометра целочисленные изменения фазовых циклов, обусловленные движением спутника по орбите.

Пояснения обозначений остальных входящих в данную формулу величин было дано ранее.

Интересующее нас значение  $N$  включается в число неизвестных. Оно определяется в процессе решения системы уравнений, относящихся к отсчетам при нахождении спутника в различных точках траектории. При этом используются первые и вторые разности дифференциальных измерений, а также доплеровские решения.

Надежность нахождения величины  $N$  зависит от длительности наблюдения спутника (чем больше эта длительность, тем надежнее определяется величина  $N$ ). При этом не допускается пропуск отсчитываемых фазовых циклов, который может возникать в случае временных пропаданий радиосигналов от наблюдаемого спутника (например, из-за экранировки этих сигналов окружающими объектами).

К положительным сторонам данного метода следует отнести простоту и четкость постановки задачи при моделировании такой процедуры, возможность его применения при работе на одной несущей частоте, а также сравнительно быстрое достижение поставленной цели.

Негативными сторонами рассматриваемой процедуры разрешения неоднозначности являются такие факторы, как рекомендации, связанные с увеличением длительности сеанса наблюдений, влияние недостаточно полно исключенных систематических погрешностей, обусловленных атмосферой (в частности, ионосферой), положением спутника на орбите и другими факторами, а также необходимость предварительного выявления и последующего устранения пропуска фазовых циклов.

### 2.10.2. Метод комбинированного использования кодовых и фазовых измерений

Реализация данного метода базируется, как правило, на совместном применении двухчастотных фазовых и кодовых измерений. С учетом этого рассмотрим основные особенности двухчастотных фазовых измерений применительно к решению проблемы неоднозначности.

При выполнении фазовых измерений на двух передаваемых со спутника несущих частотах  $L1$  и  $L2$  представляется возможным образовать различные комбинации этих измерений и, в частности, их разность:

$$\Delta\Phi_{\Delta L} = \Delta\Phi_{L1} - \Delta\Phi_{L2}, \quad (2.34)$$

где  $\Delta\Phi_{L1}$  и  $\Delta\Phi_{L2}$  – измеряемые GPS-приемником фазовые сдвиги, относящиеся к несущим колебаниям с частотами  $L1$  и  $L2$ .

Получаемая при этом разность  $\Delta\Phi_{\Delta L}$  эквивалентна фазовому сдвигу, характерному для разностной частоты  $\Delta L$ , номинальное значение которой равно

$$f_{\Delta L}L = f_{L1} - f_{L2} = 1575,42 - 1227,6 = 347,82 \text{ МГц.}$$

Длина волны таких разностных колебаний равна 86,2 см. Это значение существенно превышает длины волн основных несущих колебаний, которые равны, соответственно, 19,0 и 24,4 см.

Отмеченный метод перехода к более низкочастотным колебаниям получил название метода широкой дорожки, при использовании которого существенно облегчается нахождение целочисленных значений  $N$  на ранней стадии их вычислений.

Для решения поставленной задачи установим взаимосвязь между значениями  $N$ , характерными как для основных несущих частот  $L1$  и  $L2$ , так и для их разностей.

В соответствии с формулой (2.14) имеем:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{L1} &= -f_{np} \frac{\rho}{c} + N_{L1} + f_{L1}(\delta t_{np} - \delta t_c) + f_{L1}\delta t_{атм L1}; \\ \Delta\Phi_{L2} &= -f_{np} \frac{\rho}{c} + N_{L2} + f_{L2}(\delta t_{np} - \delta t_c) + f_{L2}\delta t_{атм L2}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

В этих формулах атмосферные задержки обусловлены главным образом влиянием ионосферы. Модельное представление такого влияния описывается следующим приближенным соотношением:

$$\delta t_{атм} = \frac{k}{f^2}, \quad (2.36)$$

где  $k$  – коэффициент, зависящий от концентрации электронов в ионосфере, от длины пути прохождения радиосигнала через ионизированную среду и от скорости электромагнитных волн в вакууме;

$f$  – частота несущих колебаний.

Знак «минус» в формуле (2.36) свидетельствует о том, что отдельные спектральные составляющие излучаемых колебаний при прохождении через ионосферу с фазовой скоростью испытывают не торможение, а, наоборот, ускорение.

С учетом приведенных выше предпосылок формулы (2.35) приобретают вид:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{L1} &= -f_{L1} \frac{\rho}{c} + N_{L1} + f_{L1}(\delta t_{np} - \delta t_c) - \frac{k}{f_{L1}}; \\ \Delta\Phi_{L2} &= -f_{L2} \frac{\rho}{c} + N_{L2} + f_{L2}(\delta t_{np} - \delta t_c) - \frac{k}{f_{L2}}, \end{aligned} \quad (2.37)$$

причем для разности величин  $\Delta\Phi_{L1}$  и  $\Delta\Phi_{L2}$  можно записать

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{\Delta L} &= \Delta\Phi_{L1} - \Delta\Phi_{L2} = -f_{\Delta L} \frac{\rho}{c} + N_{\Delta L} + \\ &+ f_{\Delta L}(\delta t_{np} - \delta t_c) - k\left(\frac{1}{f_{L1}} - \frac{1}{f_{L2}}\right), \end{aligned} \quad (2.38)$$

где  $N_{\Delta L} = N_{L1} - N_{L2}$ .

Из совместного решения первого уравнения в системе (2.37) и уравнения (2.38) может быть получено следующее соотношение:

$$N_{L1} = \Delta\Phi_{L1} - (N_{\Delta L} - \Delta\Phi_{L1}) \frac{f_{L1}}{f_{L2}} + k \frac{f_{L1} + f_{L2}}{f_{L1} f_{L2}}. \quad (2.39)$$

Соотношение (2.39) позволяет по найденному для разностной частоты  $f_{\Delta L}$  целому количеству фазовых циклов  $N_{\Delta L}$  вычислить интересующее нас значение  $N_{L1}$ , а следовательно, и  $N_{L2}$ .

Как уже отмечалось ранее, из-за увеличения длины волны для колебаний разностной частоты существенно упрощается процедура разрешения неоднозначности, т. е. нахождение величины  $N_{\Delta L}$ .

В частности, эта проблема может быть решена на основе знания приближенного значения определяемого расстояния до спутника, получаемого с использованием кодовых сигналов, третьих разностей или доплеровских методов.

С целью нахождения значения  $N_{\Delta L}$  на базе совместного применения кодовых и фазовых методов представим формулу (2.38) в следующем виде:

$$N_{\Delta L} = \Delta\Phi_{\Delta L} + \rho' \frac{f_{\Delta L}}{c} - f_{\Delta L}(\delta t_{np} - \delta t_c) + k\left(\frac{1}{f_{L1}} - \frac{1}{f_{L2}}\right). \quad (2.40)$$

В формуле (2.40) основной неизвестной величиной является приближенное расстояние до спутника  $\rho'$ , которое может быть определено с помощью кодовых (псевдодальномерных) измерений:

$$\rho' = R - (\delta t_{np} - \delta t_c)c - \delta t_{атм}c. \quad (2.41)$$

Входящие в формулы (2.40) и (2.41) поправки за уход часов на спутнике и в приемнике, а также за влияние атмосферы могут быть исключены за счет использования рассмотренных ранее дифференциальных методов измерений на двух несущих частотах, а также совместного решения системы уравнений, включающих в себя кодовые и фазовые измерения. Величины упомянутых выше поправок принимаются при этом как смещения, сохраняющие свои величины на интересующем нас интервале времени.

Что касается определения величины  $R$  кодовыми методами, то для надежного нахождения значения  $N_{\Delta L}$  необходимо обеспечить определение  $R$ , а следовательно, и  $\rho_{прибл}$  с погрешностью не хуже  $1/2 \lambda_{\Delta L}$  (приблизительно 43 см), т. е. на дециметровом уровне точности.

Такая точность может быть обеспечена только на основе применения санкционированного P-кода в малошумящих GPS-приемниках. Отмеченная причина является основным фактором, ограничивающим широкое применение рассмотренного метода разрешения неоднозначности, базирующегося на совместном использовании фазовых и кодовых измерений.

К положительным сторонам данного метода могут быть отнесены такие факторы, как независимость полученных результатов от геометрии расположения спутников, возможность его использования в кинематическом режиме с применением широкой дорожки, а также возможность разрешения неоднозначностей для базисных линий различной протяженности (в том числе и очень длинных).

К недостаткам следует отнести необходимость использования двухчастотных приемников, имеющих доступ к P-коду, чувствительность к отдельным, не учитываемым в процессе наблюдений, источникам ошибок (в частности, к влиянию отраженных от окружающих объектов принимаемых от спутника радиосигналов), а также недостаточно высокую надежность определения значений  $N_{L1}$  и  $N_{L2}$  на основных несущих частотах.

### 2.10.3. Метод поиска наиболее вероятных значений целого числа циклов

Основная идея этого метода базируется на тех предпосылках, что при выполнении спутниковых наблюдений с двух расположенных на земной поверхности неподвижных пунктов расстояние между этими пунктами в процессе проведения сеанса наблюдений остается неизменным, а следовательно, и число длин волн, укладывающихся на этом расстоянии, также является постоянным. Поскольку при проведении сеанса наблюдений накапливается достаточно большой объем информации, то имеется возможность многократного нахождения дальностей до наблюдаемых спутников, которые в свою очередь могут быть использованы для многократных определений длин базисной линии, соединяющей пункты, на которых установлены спутниковые приемники.

При этом, если значения целых циклов  $N$  в измеряемых до спутников расстояниях определены правильно, то разброс вычисляемых значений базисной линии будет минимальным, причем группировка отдельных результатов происходит вокруг верного значения количества целых циклов, укладывающихся в длине базисной линии.

Следовательно, используя наиболее подходящие значения фазовых циклов, соответствующих начальным дальностям до спутников (при условии последующих отслеживаний изменений этих значений), появляется возможность методом последовательного подбора упомянутых выше значений разрешить неоднозначность, характерную для фазовых измерений расстояний до спутников, а также и для длины базисной линии на местности.

В обобщенном виде процедура реализации метода поиска сводится к следующему:

- 1) на основе использования одного из методов, позволяющих с повышенной точностью определять однозначные величины измеряемых дальностей (например, за счет применения метода третьих разностей), находят местоположения пунктов наблюдения, на которых установлены спутниковые приемники;

- 2) найденные координаты одного из пунктов (например, пункта А на рисунке 2.23) принимают за исходные, а вокруг второго пункта (пункт В) строят куб с выбранными размерами сторон, которые обычно кратны величине средней квадратической ошибки  $\sigma$  (например,  $8\sigma \times 8\sigma \times 8\sigma$ , т. е.  $\pm 4\sigma$  в каждом направлении и для каждой координаты). Этот куб расчлениают на регулярную сетку. Центральная точка этого куба (точка В) соответствует решению, полученному, например, на основе использования третьих разностей;

- 3) каждая из точек кубической решетки рассматривается как вариант верного разрешения неоднозначности, и ее значение подставляют в решаемые системы уравнений, которые содержат в себе результаты многократных наблюдений;

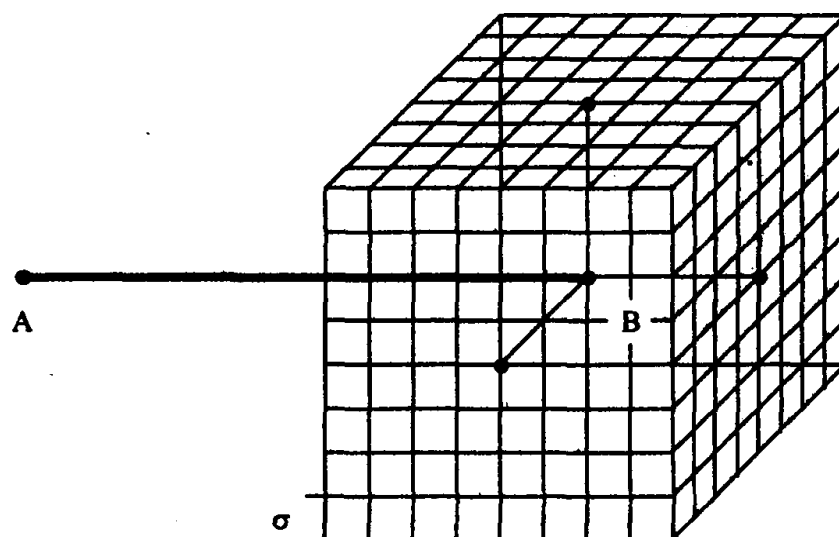


Рисунок 2.23 – Пояснение к принципу разрешения неоднозначности на основе использования метода поиска

4) для полученных значений оценивается величина среднеквадратической ошибки  $\sigma$  с удержанием тех результатов, которые находятся в пределах выбранной кубической решетки, после чего процедура повторяется с подстановкой соседних целочисленных значений  $N$  в определяемые до спутника дальности;

5) за окончательное решение принимают те значения  $N$ , которые обеспечивают минимальную величину  $\sigma$  с концентрацией полученных значений вокруг одной из точек выбранной кубической решетки.

Без принятия специальных мер количество итераций оказывается чрезвычайно большим. С учетом этого для поочередного выбора решений отрабатывается определенная стратегия, причем проведенные в данной области исследования оказались весьма успешными. В частности, на их основе разработаны методы быстрого разрешения неоднозначностей, которые послужили основой для разработки метода наблюдений, получившего название «Быстрая статика». Этот метод получил весьма широкое практическое распространение при измерении базисных линий небольшой протяженности.

Наряду с этим метод поиска широко применяется и на линиях повышенной протяженности. К его позитивным сторонам следует отнести:

- достаточно высокую надежность разрешения неоднозначностей, характерных для фазовых измерений несущих колебаний;
- сравнительно быстрое решение поставленной задачи (например, при использовании метода «Быстрая статика»);
- возможность его использования при точных кинематических применениях систем спутникового позиционирования;
- универсальность, позволяющую разрешать неоднозначности при работе как с двухчастотными, так и с одночастотными спутниковыми приемниками.

В то же время для метода поиска характерны следующие недостатки:

- чувствительность к наличию неисключенных систематических ошибок (в частности, отмечаются случаи неверного разрешения неоднозначности при наличии отражений радиосигналов от окружающих объектов);
- желательность использования при наблюдениях максимального количества спутников, что повышает эффективность применения данного метода;
- недостаточно высокая надежность критериев, по которым оценивается правильность разрешения неоднозначности.

#### **2.10.4. Нетривиальные методы разрешения неоднозначности**

Поскольку разрешение неоднозначности является ключевой проблемой при выполнении фазовых измерений спутниковыми приемниками, то иногда для повышения надежности нахождения целого числа фазовых циклов, укладываемых в измеряемых расстояниях, прибегают к применениям нетривиальных методов разрешения неоднозначности, причем не ограничиваются использованием одного метода, а подстраховывают его за счет применения вспомогательных методов, базирующихся на несколько иных принципах. Наряду с этим объединение различных методов позволяет в отдельных случаях не только продублировать процесс разрешения неоднозначности, но и удачно дополнить друг друга.

В частности, к нетривиальным методам разрешения неоднозначности может быть отнесен так называемый метод «реокупации», при котором наблюдения на выбранных пунктах производится дважды с некоторым разносом во времени (как правило, не менее 1–2 часов). При обработке такие данные объединяются, что позволяет не просто получить повышенный объем информации, но и использовать суммарное количество спутников с отличающейся геометрией их расположения.

Дальнейшее развитие описанного выше метода поиска привело к разработке нетривиального метода неоднозначных функций, который базируется на решении системы уравнений на комплексной плоскости. Этот метод позволяет придать методу поиска вполне обоснованную математическую трактовку.

При использовании двухчастотных методов фазовых измерений прибегают не только к применению разности отсчетов на частотах  $L1$  и  $L2$ , но и ко всевозможным комбинациям этих отсчетов. При этом предпринимаются попытки получения данных, относящихся к более низким разностным частотам, для которых существенно расширяется дорожка между циклами, что облегчает нахождение искомых значений  $N$ .

В тех случаях, когда продолжительность наблюдений оказывается достаточно большой (например, несколько часов или даже несколько суток), появляется возможность выбора наиболее благоприятных интервалов времени, для которых неоднозначность разрешается наиболее надежно.

При обработке спутниковых измерений, ориентированных на получение максимальной точности, рекомендуется, чтобы такие работы выполнялись достаточно опытным и высококвалифицированным персоналом, который может в процессе обработки найти наиболее эффективные подходы к надежному разрешению неоднозначностей.

#### **2.10.5. Выявление пропусков фазовых циклов**

Используемые при спутниковых измерениях общие подходы к разрешению неоднозначностей, характерных для фазовых методов спутниковых наблюдений, ориентированы на определение неизвестной величины  $N$  только в начальной точке траектории отслеживаемого спутника, а все последующие изменения этой величины, обусловленные орбитальным движением спутника, оцениваются на основе показаний фазоизмерительного устройства приемника. При этом неперенным условием является непрерывность приема радиосигналов от наблюдаемого спутника, так как нарушения такого приема, при которых теряется захват фазы, сопровождается потерей счета целого числа фазовых циклов, в результате чего реализация принятой стратегии разрешения неоднозначности сильно затрудняется и иногда вообще становится неприемлемой. В связи с этим перед выполнением процедуры разрешения неоднозначностей принимают все меры для того, чтобы выявить пропуски фазовых циклов и устранить их влияние.

При работе со спутниковыми приемниками отмечают следующие причины пропуска фазовых циклов:

- экранировка принимаемых от спутника радиосигналов различного рода окружающими объектами (деревьями, строениями, конструкциями наружных геодезических сигналов, горным рельефом и др.);
- недопустимое ослабление поступающих на вход антенны сигналов из-за влияния различного рода отражений, обуславливающих появление многопутности и последующую интерференцию таких попадающих в приемник сигналов;
- сильные мерцания сигналов из-за влияния возбужденной ионосферы;
- сильное затухание упомянутых сигналов при их прохождении через атмосферу от спутников, находящихся низко над горизонтом;
- недостаточно качественная работа спутниковых приемников (в частности, неудовлетворительное разделение сигналов, поступающих от различных спутников, что может приводить к дополнительным ослаблениям принимаемых сигналов);
- нарушения, возникающие в процессе обработки сигналов из-за появления различного рода отклонений от штатной ситуации.

Если в процессе проведения сеанса наблюдений были допущены пропуски фазовых циклов, то они должны быть прежде всего выявлены

и количественно оценены, после чего необходимо принять меры к их устранению. Желательно, чтобы все эти процедуры были выполнены на стадии предварительной обработки. В противном случае должны быть предприняты попытки разрешения неоднозначности после каждой неустраненной потери сигнала с применением той же методики, что и для нахождения начального значения  $N$ . Невозможность выполнения упомянутых условий может привести к необходимости исключения таких прерывающихся наблюдений отдельных спутников из процесса обработки результатов измерений.

В зависимости от особенностей выполняемых первичных измерений, наличия дополнительной исходной информации и стадии вычислений, на которой выявляются пропуски циклов, применяются следующие методы анализа полученного набора данных:

- анализ закономерности изменений во времени результатов фазовых измерений;
- анализ измерений на двух несущих частотах ( $L1$  и  $L2$ ) и получаемых в результате вычислений остатков, обусловленных влиянием ионосферы;
- анализ комбинации кодовых и фазовых измерений;
- анализ результатов, полученных при формировании разностных отсчетов.

**Первый метод** базируется на предположении плавного изменения во времени регистрируемых значений фазы. При этом в используемом спутниковом приемнике осуществляется регистрация моментов потери сигнала ( $t_n$ ) и повторного его захвата ( $t_3$ ). Специфика применения такого метода проиллюстрирована в графической форме на рисунке 2.24.

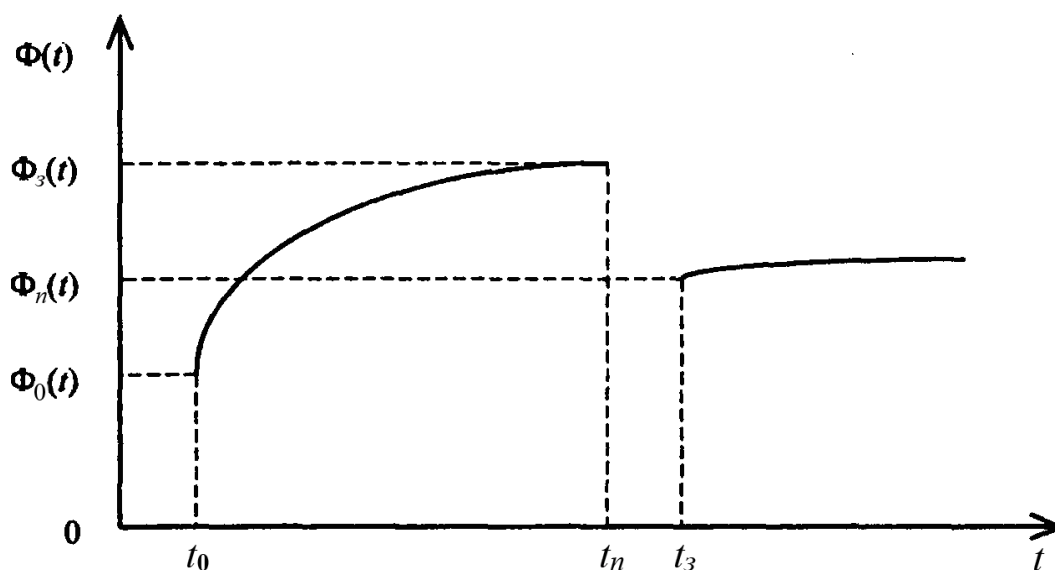


Рисунок 2.24 – График, иллюстрирующий принцип коррекции результатов измерений, связанной с пропуском циклов

На приведенном графике через  $t_0$  и  $\Phi_0(t)$  обозначены время начала сеанса наблюдений и соответствующая ему фаза несущих колебаний. Если в момент времени  $t_n$  произошла потеря сигнала, а в момент времени  $t_3$  – его повторный захват, то на основе знания скорости изменения регистрируемых значений фазы на участке  $t_0 - t_n$  и времени  $t_3 - t_n$  может быть вычислена ориентировочная величина изменения фазы  $\Delta\Phi_{3-n}$  за время отсутствия сигнала, а также незарегистрированное количество целых фазовых циклов  $N_{3n}$  за отмеченное время.

Данный метод подразумевает возможность точной регистрации интервала времени, для которого определяется пропуск фазовых циклов. Используемая при этом экстраполяция скорости изменения фазы оказывается эффективной при сравнительно коротких пропаданиях сигналов.

**Второй метод** выявления пропуска циклов характерен для использования двухчастотных спутниковых приемников. Он основан на анализе разности регистрируемых фазовых сдвигов на частотах  $L1$  и  $L2$ . В качестве тестовой величины применяется параметр  $\delta\Phi(t)$ , определяемый на основе совместного решения уравнений (2.37) и описываемый следующим соотношением:

$$\delta\Phi(t) = \Delta\Phi(t) - \frac{f_{L1}}{f_{L2}} \Delta\Phi_{L2}(t). \quad (2.42)$$

Этот параметр часто называют ионосферным остатком. Если пропуски фазовых циклов отсутствуют, то параметр  $\delta\Phi(t)$  при измерении базисных линий небольшой протяженности характеризуется сравнительно малой величиной, а его временные вариации, связанные с изменениями состояния ионосферы, оказываются медленно меняющимися. При наличии пропусков циклов на одной из несущих частот наблюдаются внезапные скачки во временной последовательности определяемых величин  $N$ , которые рассматриваются как своеобразный индикатор.

Такой метод может быть применен при наблюдении отдельного спутника одним приемником. Его основной недостаток состоит в том, что он перестает работать в тех случаях, когда пропуски циклов наблюдаются одновременно на обеих несущих частотах ( $L1$  и  $L2$ ).

**Третий метод**, предусматривающий анализ комбинаций кодовых и фазовых измерений, ориентирован на использование высококачественных малошумящих приемников, имеющих доступ к Р-коду. Он базируется на анализе разности определяемых расстояний до спутника на основе фазовых и кодовых измерений. Поскольку последние не подвержены влиянию неоднозначности, то любые непредвиденные уклонения целочисленных значений  $N$  могут быть выявлены и устранены немедленно. К основному

недостатку метода следует отнести чрезмерно жесткие требования к точности выполнения кодовых измерений (на дециметровом уровне). Его преимуществами является простота моделирования и возможность использования как при статических, так и при кинематических применениях спутниковых наблюдений.

**Четвертый метод** основан на анализе первых, вторых и третьих разностей дифференциальных методов измерений. Он требует знания приближенных координат как спутника, так и точки стояния приемника. Значения дальностей, вычисляемых на основе упомянутых приближенных координат, сравниваются с полученными в результате применения разностных отсчетов. При этом чаще всего используются вторые разности. Данный метод подвержен остаточному влиянию ионосферы, которое должно быть смоделировано. Другим недостатком метода является необходимость знания приближенных координат и использования двух одновременно работающих приемников. К его позитивным показателям может быть отнесен тот факт, что он применим при работе с одночастотными приемниками.

В современных наиболее совершенных спутниковых приемниках принимают все меры к тому, чтобы за счет использования вводимых в приемник пакетов программ выявление и устранение пропуска фазовых циклов осуществлялось автоматически в процессе проведения сеанса наблюдений.

## **2.11. Основные источники ошибок спутниковых измерений и методы ослабления их влияния. Классификация источников ошибок, характерных для спутниковых измерений**

При отработке методов высокоточных спутниковых измерений возникает необходимость тщательного исследования влияний всех возможных источников ошибок выполняемых измерений, особенностей их проявления и обоснования методов их учета. В зависимости от характера воздействия отмеченных источников возникающие при этом ошибки подразделяются на две основные группы: систематические погрешности, которые применительно к спутниковым измерениям получили название смещений, и погрешности случайного характера, которые часто отождествляют с понятием «шум».

Для погрешностей первой группы разрабатываются специальные методы их учета. Влияние второй группы удается в большинстве случаев минимизировать за счет использования большого массива отдельных измерений. В настоящем разделе основное внимание уделено рассмотрению ошибок систематического характера, обуславливающих появление смещений результатов измерений. При их исследовании и создании методов ослабления их влияния широкое распространение получил метод моделирования,

для разработки которого приходится тщательно изучать механизм воздействия таких источников ошибок на результаты измерений, чтобы на основе такого изучения разработать эффективные методы минимизации отмеченного влияния. Исходя из анализа измерительного процесса, характерного для систем GPS и ГЛОНАСС, все основные источники ошибок можно условно разбить на три основные группы:

1) ошибки, связанные с неточностью знания исходных данных, из которых определяющая роль принадлежит погрешностям знания эфемерид спутников, значения которых должны быть известны на момент измерений;

2) ошибки, обусловленные влиянием внешней среды, среди которых выделяют такие источники, как воздействие атмосферы (ионосферы и тропосферы) на результаты спутниковых измерений, а также отраженных от окружающих объектов радиосигналов (многопутность);

3) инструментальные источники ошибок, к которым, как правило, относят неточность знания положения фазового центра антенны приемника, неучтенные временные задержки при прохождении информационных сигналов через аппаратуру, а также погрешности, связанные с работой регистрирующих устройств спутниковых приемников.

Наряду с перечисленными выше группами ошибок приходится учитывать и отдельные факторы, обуславливающие появление ошибок, которые не характерны ни для одной из перечисленных выше групп. В частности, к таким ошибкам могут быть отнесены погрешности, возникающие вследствие неоптимального взаимного расположения наблюдаемых спутников (геометрический фактор). Кроме того, целый ряд ошибок может возникать в процессе перехода от одной координатной системы к другой. Например, от собственной системе GPS глобальной координатной системы WGS-84 к местной, интересующей потребителя координатной системе.

В следующих подразделах в обобщенном виде проанализированы особенности влияния основных источников ошибок.

#### **2.11.1. Источники ошибок, связанные с неточным знанием эфемерид спутников, и методы ослабления их влияния**

При нахождении интересующих потребителя координат точек на земной поверхности спутниковыми методами необходимо наряду с измерением расстояний до спутника знать также его эфемериды, которые определяют местоположение спутника на момент выполнения измерений. Неточность знания эфемерид обуславливает соответствующие погрешности определения как абсолютных значений координат определяемых точек, так и их разностей между пунктами наблюдений. Механизм неточного знания эфемерид связан, прежде всего, с наблюдаемыми на практике расхождениями

между предсказываемой (невозмущенной) и реальной (подверженной влиянию возмущающих сил) орбитами. К возмущающим силам относят различные факторы как гравитационного, так и негравитационного происхождения.

Первые из них, обусловленные притяжением спутника со стороны Земли, Луны и Солнца, поддаются достаточно эффективному моделированию. В то же время такие возмущающие факторы негравитационного происхождения, как, например, солнечное радиационное давление, плохо поддаются моделированию из-за непредсказуемости отдельных компонент, от которых зависит результирующее воздействие на спутник отмеченного давления.

Проведенные к настоящему времени исследования по количественной оценке влияния отдельных факторов на эфемериды спутника свидетельствуют о том, что наибольшее воздействие на отклонения реальной орбиты от расчетной оказывает гравитационное поле Земли. В частности, из-за влияния второго гармонического коэффициента  $C_{20}$  такие отклонения для трехчасовых дуг орбит достигают 2 км, а для более протяженных двухсуточных дуг – до 14 км. С такими значительными отклонениями нельзя не считаться при любых видах спутниковых измерений.

Суммарное гравитационное влияние масс Луны и Солнца хотя и оказывается существенно меньшим (для трехчасовых дуг отклонения от невозмущенной орбиты оцениваются величинами на уровне от 50 до 150 м), но тем не менее при прогнозировании значений эфемерид данное влияние также следует учитывать.

Непосредственно с гравитацией связаны также наблюдаемые на земной поверхности различного рода приливные явления, которые из-за перераспределения масс приводят к изменениям в предрасчитываемом гравитационном поле Земли, а следовательно, и к влияниям на орбитальное движение спутника. Проведенная оценка такого влияния свидетельствует о том, что отклонения спутника от расчетной орбиты из-за воздействия данного фактора даже для двухсуточных дуг лежат в пределах от 0,5 до 2 м, и этим влиянием применительно к рассматриваемым спутникам можно пренебречь.

Переходя к оценке влияния факторов негравитационного происхождения, следует заметить, что наиболее существенное влияние на неточность знания эфемерид спутников, входящих в состав систем GPS и ГЛОНАСС, оказывает солнечное радиационное давление. Как показывают предрасчеты, отклонения спутников от расчетной траектории из-за воздействия прямого солнечного радиационного давления лежат в пределах от 5–6 м (для трехчасовых дуг) до 100–800 м (для двухсуточных дуг). Отмеченные предрасчеты характеризуются невысокой надежностью по следующим причинам:

- интенсивность солнечного излучения не остается постоянной с течением времени;

– модель влияния данного фактора существенно изменяется при переходе спутника в зону тени и полутени;

– эффективная поверхность спутника плохо поддается предрасчету как из-за сложной конфигурации такой поверхности, так и из-за вариаций положения спутника в пространстве.

Дополнительную неопределенность в предрасчет влияния радиационного давления вносит отраженная от земной поверхности солнечная радиация, зависящая от атмосферных условий и отражающих свойств облучаемых Солнцем участков земной поверхности.

Другим возмущающим фактором негравитационного происхождения является атмосферное торможение. При оценке влияния этого фактора следует иметь в виду, что на характерной для рассматриваемых спутников высоте около 20 тыс. км атмосфера оказывается чрезвычайно разреженной, и ее влиянием при предрасчетах орбит спутников, как правило, пренебрегают.

Обобщая оценку суммарного влияния всех перечисленных выше возмущающих факторов, заметим, что эти данные используются только для первоначального приближенного предвычисления реальных орбит спутников. Что касается получения необходимых для наземных наблюдателей значений эфемерид спутников, то на практике применяют более эффективные экспериментальные методы, базирующиеся на использовании опорных станций, установленных на пунктах с известными координатами и выполняющих непрерывные высокоточные наблюдения спутников в автоматическом режиме. За счет использования таких станций слежения решается обратная задача, состоящая в том, что с помощью одновременных измерений с нескольких (не менее трех) станций производится периодическое последовательное определение эфемерид всех наблюдаемых спутников. После соответствующей обработки на центральной станции вычисляются поправки к ранее определенным значениям эфемерид, которые с помощью передающих загружающих станций систематически (три раза в сутки, а последнее время – один раз в сутки) передаются на соответствующие спутники, где вводятся в состав навигационного сообщения. Последнее, как уже отмечалось ранее, сбрасывается со спутника потребителю вместе с радиосигналами, с помощью которых определяются интересующие нас расстояния до спутников. Значения эфемерид на спутнике корректируются каждый час и остаются действительными по крайней мере еще в течение получаса после окончания каждого контрольного часа.

Ранее уже отмечалось, что точность передаваемых по радиоканалу значений эфемерид характеризуется погрешностью на уровне около 20 м, что обеспечивает точность геодезических спутниковых дифференциальных измерений на уровне около  $1 \cdot 10^{-6}$ , которая удовлетворяет требованиям

большинства выполняемых геодезических работ. Однако в связи с широким развитием глобальных высокоточных сетей, предназначенных как для изучения движения земной коры, так и для создания референцного каркаса, отмеченный уровень оказывается недостаточным. В таких случаях прибегают к использованию апостериорного метода определения эфемерид, сущность которого состоит в том, что при окончательной обработке спутниковых измерений используют не те значения эфемерид, которые сбрасываются со спутника по радиоканалу, а от специально организуемых служб, которые накапливают реальные (а не прогнозируемые) значения эфемерид в банке данных. В частности, в настоящее время в США такой банк функционирует при национальной геодезической службе (NGS).

При апостериорных методах удастся повысить точность определения эфемерид почти на порядок, т. е. довести эту точность до нескольких метров. При таком подходе погрешность знания эфемерид перестает оказывать существенное влияние на результирующую точность спутниковых измерений при решении практически любых геодезических задач.

#### **2.11.2. Учет влияния внешней среды на результаты спутниковых измерений**

Влияние внешней среды на результаты спутниковых измерений проявляется как через изменения времени прохождения радиосигналов от спутника до приемника, так и через возникновение многопутности, обусловленной отражениями упомянутых радиосигналов от тех или иных отражающих поверхностей, расположенных в непосредственной близости от приемника.

В свою очередь изменения во времени распространения радиосигналов связаны со скоростью распространения электромагнитных волн, которая в такой среде, как атмосфера, отличается от скорости света в вакууме, причем изменения скорости на пути распространения сигнала становятся причиной дополнительных временных задержек, следствием которых являются ошибки в значениях измеряемых расстояний, пренебрегать которыми нельзя.

Применительно к системам GPS и ГЛОНАСС радиосигнал большую часть своего пути проходит в вакууме, где не проявляются отмеченные выше влияния. Но на высотах от нескольких сотен до нескольких десятков километров от земной поверхности находится область ионизированной разреженной атмосферы, получившая название ионосферы, характерная особенность которой состоит не только в том, что она вносит весьма существенные задержки в то время, которое затрачивает сигнал на прохождение через такую среду, но и в том, что она обуславливает зависимость таких задержек от частоты упомянутого сигнала.

На высотах менее 40 км от земной поверхности простирается привычная нам газообразная атмосфера, получившая название тропосферы. В этой среде практически отсутствует зависимость скорости радиоволн от частоты, но начинает проявляться ее зависимость от метеорологических факторов (температуры, давления и влажности), которые в приземных слоях атмосферы могут изменяться с течением времени в широких пределах.

Наряду с атмосферными влияниями результаты спутниковых измерений подвержены также такому влиянию внешней среды, как многопутность, которая приводит к попаданию на вход приемника нескольких идентичных радиосигналов, прошедших различный путь. В результате их взаимодействия возникает результирующий сигнал, который несет в себе несколько искаженную информацию о величине измеряемого расстояния.

Поскольку механизмы влияния для перечисленных выше трех различных источников ошибок существенно различны, то проанализируем отдельно особенности таких влияний.

**Влияние ионосферы.** Ионосфера, являющаяся наиболее удаленной от земной поверхности частью атмосферы, подвержена сильному воздействию различных космических излучений, и прежде всего влиянию ультрафиолетовой радиации Солнца. В результате такого облучения электрически нейтральные молекулы и атомы воздуха ионизируются, т. е. распадаются на свободные электроны и электрически заряженные ионы.

Поскольку энергия отдельных квантов электромагнитного ионизирующего излучения зависит от частоты такого излучения, то степень ионизации также зависит от частоты упомянутых излучений, причем чем выше частота, тем интенсивнее происходит ионизация. Для каждого вида молекул или атомов существует определенный пороговый уровень энергии, при котором происходит расщепление электрически нейтральных частиц воздуха. Как свидетельствуют проведенные исследования, интенсивная ионизация частиц воздуха происходит только при их облучении электромагнитными излучениями с длиной волны короче 0,13 мкм, т. е. колебаниями ультрафиолетового диапазона. Поэтому основным ионизирующим фактором в солнечном излучении является ультрафиолетовая радиация, энергия которой почти полностью затрачивается на ионизацию верхних слоев атмосферы, предохраняя тем самым земную поверхность от вредных воздействий такой радиации.

Электрические свойства ионизированных слоев атмосферы оказывают большое влияние на прохождение через них радиосигналов различных частотных диапазонов. Применительно к рассматриваемой нами проблеме спутниковых измерений находящиеся в ионосфере свободные электроны под воздействием проходящих через ионосферу электромагнитных волн

от спутника сами становятся источниками вторичных волн, которые при взаимодействии с первичными приводят к появлению результирующих волн с несколько отличной скоростью распространения, значение которой может быть как ниже, так и выше скорости света в вакууме.

Поскольку ионосфера является диспергирующей средой, в которой скорость распространения электромагнитных волн зависит от частоты, то приходится вводить понятие фазовой и групповой скорости (по аналогии с колебаниями оптического диапазона, распространяющимися в приземных слоях атмосферы). При этом для определения фазовой скорости, которая характерна для распространения гармонических несущих колебаний, вводят понятие фазового показателя преломления  $n_\phi$ , устанавливающего соотношение между фазовой скоростью  $v_\phi$  и скоростью света в вакууме  $c$ :

$$v_\phi = \frac{c}{n_\phi}. \quad (2.43)$$

Применительно к ионизированному газу фазовый показатель преломления может быть подсчитан по следующей приближенной формуле:

$$n_\phi = 1 - 40,3 \frac{N_e}{f^2}, \quad (2.44)$$

где  $N_e$  – концентрация электронов, выражаемая через число свободных электронов в единице объема;

$f$  – частота проходящего через ионосферу радиосигнала.

В связи с тем, что со спутника наряду с несущими гармоническими колебаниями передаются также и кодовые сигналы с использованием процесса модуляции, при реализации которого формируется группа волн, то для нее используется понятие групповой скорости  $v_{gp}$ , а также связанного с ней группового показателя преломления  $n_{gp}$ . Соотношение между фазовым и групповым показателями преломления устанавливается на основе модифицированной формулы Рэлея:

$$n_{gp} = n_\phi + f \frac{dn_\phi}{df}. \quad (2.45)$$

Полученные результаты свидетельствуют о том, что в ионизированном газе фазовый показатель преломления всегда меньше единицы, т. е. фазовая скорость в такой среде больше скорости света в вакууме, а следовательно, несущие колебания проходят через ионосферу с ускорением. Групповая скорость отличается от скорости света в вакууме на такую же величину, но в сторону замедления. Данная скорость характерна для кодовых сигналов, на основе которых производят измерения псевдодальностей.

Величина интересующих нас ионосферных задержек определяется величиной уклонения соответствующего показателя преломления от единицы. С учетом приведенных выше закономерностей ионосферная задержка описывается соотношением вида

$$|\delta t_{\text{ион}}| = \frac{40,3}{f^2} \int_h N_e(h) dh = \frac{k}{f^2}, \quad (2.46)$$

где  $h$  – длина пути, проходимого радиосигналом в ионосфере;

$k$  – коэффициент пропорциональности, величина которого зависит от концентрации электронов и от длины пути в ионосфере, что в свою очередь приводит к зависимости от широты точки стояния, времени суток, сезона года и даты в пределах одиннадцатилетнего цикла солнечной активности.

Ионосферные задержки обычно пересчитываются в поправки к псевдодальностям. Их значения оцениваются величинами, лежащими в пределах от 5 до 50 м.

Для предрасчета ионосферных задержек радиосигналов применительно к спутниковым измерениям предпринимались неоднократные попытки создания соответствующих моделей, позволяющих произвести оценку величины таких задержек на момент измерений для конкретных условий наблюдений. Среди различных моделей такого типа наибольшее распространение получила модель, разработанная Дж. А. Клобушаром. Исходными предположениями в данной модели были приняты предположения о том, что в ночное время уровень ионизации, а следовательно, и временные задержки в ионосфере остаются неизменными по своей величине, а в дневное время эти задержки описываются косинусоидальной функцией, для которой нужно знать амплитуду, период и начальную фазу. Формулы, на основе которых подсчитываются поправки за влияние ионосферы, имеют при этом следующий вид:

– для дневных наблюдений:

$$\delta t_{\text{ион}} = A_1 + A_2 \cos \left[ \frac{2\pi(t_m - A_3)}{A_4} \right], \quad (2.47)$$

– для наблюдений в ночных условиях:

$$\delta t_{\text{ион}} = A_1, \quad (2.48)$$

где  $A_1$  – величина ионосферной задержки в ночное время, которая для используемого в GPS частотного диапазона принимается равной  $5 \cdot 10^{-9}$  с;

$A_3$  – фаза используемой косинусоидальной функции, отнесенная к 14 часам местного времени;

$t_m$  – местное время;

$A_2$  – амплитуда косинусоидальной функции, для нахождения которой используется полином

$$\alpha_1 + \alpha_2 \Phi_m + \alpha_3 \Phi_m^2 + \alpha_4 \Phi_m^3,$$

где  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$  – константы, которые определяются ежедневно с помощью станций слежения, входящих в сектор управления и контроля, и через загружающие станции в составе навигационного сообщения передаются на спутники, которые затем сбрасываются по радиоканалу потребителям;

$\Phi_m$  – геомагнитная широта «ионосферной точки»;

$A_4$  – период косинусоидальной функции, определяемый на основе использования полинома

$$\beta_1 + \beta_2 \Phi_m + \beta_3 \Phi_m^2 + \beta_4 \Phi_m^3.$$

На рисунке 2.25 в графическом виде представлена описываемая уравнением (2.49) модель Клобушара. Интересующие потребителя ионосферные поправки вычисляются при этом в такой последовательности:

1. Зная приближенные значения широты и долготы точки стояния, а также положение спутника в пространстве, представляется возможным вычислить угол возвышения и азимут линии визирования, ориентированной на спутник.

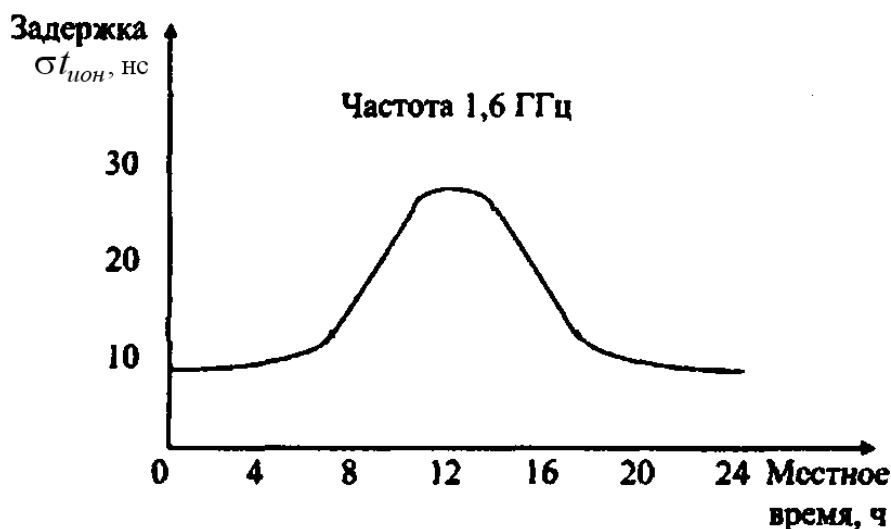


Рисунок 2.25 – Модельное представление изменений ионосферной задержки в течение суток

2. Принимая среднюю высоту ионосферы равной 350 км, можно вычислить широту и долготу точки пересечения упомянутой выше линии визирования с ионосферой («ионосферной точкой»).

3. Задаваясь географическими значениями широты и долготы «ионосферной точки», определяют угол между этой точкой и геомагнитным северным полюсом Земли. Вычитая полученное значение угла из  $90^\circ$ , находят интересующее значение геомагнитной широты  $\Phi_m$ , на основе которого могут быть вычислены амплитуда  $A_2$  и половинное значение периода  $A_4$  косинусоидальной функции. Оба эти параметра представляют собой полиномы третьего порядка от геомагнитной широты «ионосферной точки», причем в состав этих двух полиномов входят 8 коэффициентов, значения которых сбрасываются по радиоканалу в составе навигационного сообщения.

4. Используя упомянутую выше информацию, с помощью уравнения (2.47) можно вычислить ионосферную задержку в зенитном направлении. На заключительной стадии эта задержка увеличивается за счет введения соответствующего масштабирующего коэффициента, учитывающего наклонное падение радиолуча на ионосферу. Этот коэффициент является функцией угла возвышения линии визирования, ориентированной на спутник. При его расчете приходится принимать во внимание высоту «ионосферной» точки над земной поверхностью, которая определяется недостаточно надежно.

Передаваемые со спутника 8 коэффициентов отбираются из 370 наборов, включающих отмеченные 8 параметров и используемых для этих целей. Данные параметры функционально связаны с сезонными влияниями и с уровнем солнечного радиационного излучения. Для каждого сезона в расчет принимаются 37 десятидневных групп, а в пределах каждой такой группы имеется 10 наборов параметров, каждый из которых связан с величиной солнечного радиационного потока. Входящая в сектор управления и контроля ведущая станция осуществляет выбор соответствующей серии для того или иного спутника и через загружающую станцию передает эту информацию на требуемый спутник. По результатам проведенных исследований, касающихся моделирования ионосферных задержек, установлено, что для случая двумерных навигационных определений (т. е. без высотной отметки) остаточное влияние ионосферы приводит к появлению ошибок на уровне от 0,5 до 2,7 м, в то время как ошибка в вертикальном направлении оказывается примерно в 6 раз больше (от 4 до 16 м).

Описанный выше метод учета влияния ионосферы считается недостаточно надежным и не обеспечивает высокую точность измерений. В связи с этим он применяется преимущественно в навигации при абсолютных методах координатных определений.

При геодезическом использовании спутниковых измерений наибольшее распространение получил метод учета влияния ионосферы, базирующийся на применении двух несущих частот  $L1$  и  $L2$ . Поскольку данный метод заслуживает повышенного внимания при высокоточных геодезических

спутниковых измерениях, то изложим вкратце обоснование двухчастотного принципа исключения ионосферных задержек применительно к фазовым измерениям.

Для упрощения математических выкладок пренебрежем на данной стадии влиянием тропосферы, т. е. предположим, что влияние атмосферы сводится только к воздействию ионосферы на результаты спутниковых фазовых измерений. При этом формулы (2.37) могут быть представлены в несколько модернизированном виде:

$$\begin{aligned}\Phi_{L1} &= N_{L1} - \Delta\Phi_{L1} = f_{L1}\tau'_{geom} + \frac{k}{f_{L1}}; \\ \Phi_{L1} &= N_{L1} - \Delta\Phi_{L1} = f_{L1}\tau'_{geom} + \frac{k}{f_{L1}},\end{aligned}\tag{2.49}$$

где  $\tau'_{geom} = \rho/c + (\delta t_c - \delta t_{np})$  – время прохождения радиосигналом геометрического расстояния между спутником и приемником, включающее в себя и временные поправки, обусловленные уходом часов на спутнике и в приемнике;

$k/f_{L1, L2}$  – поправка, учитывающая влияние ионосферы.

Из совместного решения уравнений (2.49) имеем

$$\Phi_{L2} = N_{L2} - \frac{f_{L2}}{f_{L1}} \Delta\Phi_{L2} = \frac{f_{L1}^2 - f_{L2}^2}{f_{L1}} \tau'_{geom}.\tag{2.50}$$

Характерная особенность введенного значения фазового сдвига, относящегося к комбинационной частоте  $f_{L3} = (f_{L1}^2 - f_{L2}^2)/f_{L1}$ , состоит в том, что оно оказывается свободным от влияния ионосферы.

При практических расчетах во многих случаях вводят понятие фактора  $R = f_{L2}/f_{L1}$ , который для системы GPS имеет следующее числовое значение:

$$R = 1227,6/1575,42 = 0,779.$$

С учетом фактора  $R$  может быть получена формула для величины  $\tau'_{geom}$ , входящей в соотношение (2.50):

$$\tau'_{geom} = \frac{\Phi_{L1} - R\Phi_{L2}}{f_{L2}(1 - R^2)}.\tag{2.51}$$

Если отнести эту величину к основной несущей частоте  $f_{L1}$ , то выражение для свободного от ионосферного влияния фазового сдвига принимает вид

$$\Phi_{cL1} = f_{L1}\tau'_{geom}.\tag{2.52}$$

Величина ионосферной поправки может быть при этом подсчитана по формуле

$$\Delta\Phi_{L1}^{ион} = \Phi_{L1} - \Phi_{cL1} \frac{R(\Phi_{L1} - R\Phi_{L2})}{(1 - R^2)}. \quad (2.53)$$

Аналогичные соотношения могут быть получены и для второй несущей частоты  $L2$ .

Приведенные выше математические выкладки свидетельствуют о том, что на основе выполнения измерений на двух несущих частотах представляется возможным не только вычислить практически свободную от влияния ионосферы величину измеряемого до спутника расстояния, но и определить значение ионосферной поправки. Остаточное ее воздействие на результаты измерений обусловлено главным образом недостаточно строгим модельным представлением зависимости ионосферной поправки от частоты (см. формулу (2.36)).

Дополнительное ослабление влияния ионосферы удастся достичь за счет использования дифференциальных методов измерений, одна из особенностей которых проявляется в том, что при окончательных расчетах используются не абсолютные значения ионосферных задержек, а их разности, характерные для траекторий радиолучей, соединяющих спутник с двумя разнесенными на местности станциями. Кроме того, наиболее точные работы рекомендуют выполнять в ночное время, когда влияние ионосферы существенно уменьшается.

Из анализа приведенных выше различных подходов, ориентированных на ослабление влияния ионосферы, следует, что наиболее эффективными мерами борьбы с влиянием ионосферы являются методы, базирующиеся на двухчастотных дифференциальных фазовых измерениях, которые открывают возможность измерения на местности линий различной протяженности на сантиметровом (и даже на миллиметровом) уровне точности.

**Влияние тропосферы.** При выполнении спутниковых измерений наряду с ионосферой приходится учитывать также влияние тропосферы, которая представляет собой ближайшую к земной поверхности часть атмосферы, простирающуюся до высот 40–50 км.

Отличительная особенность тропосферы состоит в том, что эта часть атмосферы является нейтральной (т. е. неионизированной) средой. Поэтому для частот радиодиапазона менее 15 ГГц она может рассматриваться как среда, не подверженная дисперсии, вследствие чего скорость распространения радиоволн в ней не зависит от частоты. При этом фазовая и групповая скорости оказываются одинаковыми, а поэтому нет необходимости отдельно изучать влияние тропосферы на фазовые и кодовые измерения.

При разработке методов учета такого влияния не представляется возможным использовать описанные выше Принципы измерений на двух различных несущих частотах, вследствие чего доминирующее положение занимают методы моделирования.

К настоящему времени для учета влияния тропосферы предложено значительное количество различных моделей, позволяющих оценить величину тропосферных задержек при прохождении сигналов от космических объектов до расположенных на земной поверхности пунктов. Применительно к спутниковым системам позиционирования типа GPS наибольшее распространение получила модель Хопфилд. При разработке такой модели была обоснована целесообразность разделения преломляющих свойств тропосферы на «сухой» и «влажный» компоненты. При этом для индекса преломления  $N_{trop}$  была применена следующая форма представления:

$$N_{trop} = N_c + N_{вл}, \quad (2.54)$$

где  $N_c$  и  $N_{вл}$  – индексы показателя преломления воздуха, соответственно, для «сухого» и «влажного» компонентов.

С учетом данного соотношения тропосферные задержки, выраженные в линейной мере, могут быть оценены на основе использования следующей формулы:

$$\Delta S_{trop} = \Delta S_c - \Delta S_{вл} = 10^{-6} \int_h^{h_c} N_c ds + \int_h^{h_{вл}} N_{вл} ds, \quad (2.55)$$

где  $\Delta S_c$  и  $\Delta S_{вл}$  – поправки к величинам измеряемых расстояний, обусловленные упомянутыми выше компонентами;

$h$  – высота точки стояния наблюдателя над уровнем моря;

$h_c$  и  $h_{вл}$  – высота политропного слоя тропосферы, т. е. слоя, в пределах которого температура линейно связана с высотой, для «сухого» и «влажного» компонентов.

В модели Хопфилд обоснована следующая эмпирическая зависимость рассматриваемых компонентов индекса показателя преломления от высоты:

$$N_c(h) = N_{c0} \left( \frac{h_c - h}{h_c} \right)^2; \quad (2.56)$$

$$N_{вл}(h) = N_{вл0} \left( \frac{h_{вл} - h}{h_{вл}} \right)^2,$$

где  $N_c$  и  $N_{вл}$  – индексы показателя преломления воздуха в точке стояния наблюдателя.

Для радиодиапазона значения компонентов  $N_{c0}$  и  $N_{\text{в}л0}$  могут быть определены через температуру  $T$ , давление  $P$  и влажность  $e$  воздуха по хорошо известным формулам:

$$\begin{aligned} N_{c0} &= c_1 P / T; \\ N_{\text{в}л0} &= c_2 e / T + c_3 e / T, \end{aligned} \quad (2.57)$$

где  $c_1, c_2, c_3$  – вспомогательные эмпирически определяемые коэффициенты, численно равные:

$$c_1 = 77,64 \text{ К/мБ}; \quad c_2 = -12,96 \text{ К/мБ}; \quad c_3 = 3,718 \cdot 10^5 \text{ К}^2/\text{мБ}.$$

Входящие в формулы (2.57) значения  $T, P$  и  $e$  могут быть или измерены в точке стояния наблюдателя, или приняты равными величинам, характерным для стандартной атмосферы.

Входящие в формулы (2.56) параметры  $h_c$  и  $h_{\text{в}л}$  зависят от местоположения наблюдателя и от температуры воздуха. В качестве приближенных величин могут быть приняты значения

$$h_c = 40 \text{ км}; \quad h_{\text{в}л} = 11 \text{ км}.$$

На основе использования соотношений (2.55) и (2.56) может быть получена следующая формула для подсчета суммарной тропосферной задержки в зенитном направлении:

$$\Delta S_{\text{трон}} = 0,2 \cdot 10^{-6} (N_{c0} h_c + N_{\text{в}л0} h_{\text{в}л}). \quad (2.58)$$

Выполненные расчеты свидетельствуют о том, что «сухой» компонент обуславливает около 90% от полной тропосферной задержки, а вклад «влажного» компонента составляет всего около 10%. Приведенные выше формулы позволяют произвести количественную оценку суммарной тропосферной задержки, которая для зенитного направления составляет около 2,3 м. Однако по мере приближения спутника к горизонту это значение существенно возрастает и на высоте около  $10^\circ$  над горизонтом достигает значений около 20 м.

Для оценки рассматриваемого влияния при наклонном прохождении сигналов через тропосферу формулу (2.58) представляют в следующем развернутом виде:

$$\begin{aligned} \Delta S_{\text{трон}}(E) &= 0,2 \cdot 10^{-6} \frac{N_{c0} h_c}{\sin \sqrt{(E^2 + 6,25)}} + \\ &+ 0,2 \cdot 10^{-6} \frac{N_{\text{в}л0} h_{\text{в}л}}{\sin \sqrt{(E^2 + 2,25)}}, \end{aligned} \quad (2.59)$$

где  $E$  – угол возвышения спутника над горизонтом.

С целью более полной адаптации к специфике спутниковых GPS-измерений модель Хопфилда была подвергнута модификации. В частности, вместо высот, отсчитываемых от уровня моря, в рассмотренные выше формулы были введены соответствующие расстояния от центра масс Земли, которые могут быть получены непосредственно в процессе выполнения спутниковых измерений. При этом формулы (2.56) для оценки «сухого» и «влажного» компонентов индекса показателя преломления для такой модифицированной модели принимают вид

$$N_c = N_c \left( \frac{r_c - r_0}{r_c - R_3} \right)^4; \quad (2.60)$$

$$N_{\text{вл}} = N_{\text{вл}} \left( \frac{r_{\text{вл}} - r_0}{r_{\text{вл}} - R_3} \right)^4,$$

где  $r_0$  – расстояние от точки стояния наблюдателя до центра масс Земли;  
 $r_c$  и  $r_{\text{вл}}$  – аналогичные расстояния от верхней отметки упомянутого ранее политропного слоя тропосферы для «сухого» и «влажного» компонентов;

$R_3$  – радиус Земли.

Введенные величины  $r_c$  и  $r_{\text{вл}}$  связаны с ранее используемыми величинами  $h_c$  и  $h_{\text{вл}}$  соотношениями

$$r_c = R_3 + h_c; \quad r_{\text{вл}} = R_3 + h_{\text{вл}}. \quad (2.61)$$

При наклонном прохождении радиосигналов через тропосферу значения задержек, выраженных в линейной мере и обусловленных влиянием «сухого» и «влажного» компонентов, могут быть применительно к модернизированной модели оценены на основе следующих соотношений:

$$\Delta S_c = \frac{10^{-6} N_{c0}}{(r_c - R_3)^4} \cdot \int_{r-R_3}^{r-r_c} \frac{r(r_c - r)^4}{\sqrt{r^2 - R_3^2 \sin^2 z_0}} dr; \quad (2.62)$$

$$\Delta S_{\text{вл}} = \frac{10^{-6} N_{\text{вл}0}}{(r_{\text{вл}} - R_3)^4} \cdot \int_{r-R_3}^{r-r_{\text{вл}}} \frac{r(r_{\text{вл}} - r)^4}{\sqrt{r^2 - R_3^2 \sin^2 z_0}} dr,$$

где  $z_0 = 90^\circ - E$  – зенитный угол в направлении на спутники с пункта наблюдения.

Практически подсчет интересующих потребителя задержек осуществляется посредством полиномиального представления входящих в формулы (2.62) интегральных выражений.

Поскольку требуемая информация для оценки тропосферных задержек может быть получена непосредственно на пункте наблюдения, то необходимости в использовании для этих целей передаваемых со спутника соответствующих поправок в составе навигационного сообщения не возникает.

Как уже отмечалось выше, для подсчета параметров  $N_{c0}$  и  $N_{gl0}$  по формулам (2.57) могут быть использованы значения температуры, давления и влажности воздуха, характерные для принятой стандартной модели атмосферы. Однако при проведении наиболее точных работ рекомендуется измерять эти параметры непосредственно на пункте наблюдения с помощью соответствующих метеоприборов.

Наряду с тропосферной моделью Хопфилд в отдельных типах спутниковых приемников используется модель Саастамойнена, которая описывается эмпирическим выражением

$$\Delta S_{mpon} = \frac{0,002277}{\cos z} \left[ P + \left( \frac{1255}{T} + 0,05 \right) e - \operatorname{tg}^2 z \right], \quad (2.63)$$

где  $z$  – зенитный угол в направлении на спутник;

$P$ ,  $T$  и  $e$  – давление, температура и влажность воздуха, определяемые на пункте наблюдения; при этом величина  $T$  измеряется в градусах Кельвина, а  $P$  и  $e$  – в миллибарах.

Тропосферные модели других авторов применяются на практике сравнительно редко.

Следует заметить, что влияние тропосферы на результаты спутниковых измерений существенно ослабляется за счет использования дифференциальных методов наблюдений, при которых на конечные результаты оказывают влияние не абсолютные значения тропосферных задержек, а их разности. Вместе с тем накопленный к настоящему времени опыт спутниковых координатных определений свидетельствует о том, что при использовании метода тропосферного моделирования этот источник ошибок оказывается одним из основных при проведении высокоточных измерений. Существенные затруднения возникают при этом в процессе моделирования влияния влажности воздуха. Для их преодоления в отдельных случаях, когда требуется реализовать предельно высокую точность спутниковых измерений, применяют специальные приборы, получившие название радиометров водяных паров, с помощью которых представляется возможным определять интегральное значение влажности воздуха на пути прохождения радиосигналов от спутника до приемника. К сожалению, такой метод существенно усложняет методику спутниковых измерений и сопряжен с большими материальными затратами. В этой связи повышенного внимания заслуживает другой подход, основанный на вычислении тропосферных

задержек в процессе обработки спутниковых измерений, объявляя неизвестной величиной этот параметр в процессе совместного решения системы уравнений. Такой метод оказался достаточно эффективным при проведении измерений в условиях повышенной влажности воздуха. В этой связи он рекомендован международными организациями не только для коррекции результатов спутниковых измерений, но и для применения в метеорологии с целью составления тропосферных карт, на которых отображается пространственное распределение содержания водяных паров в атмосфере.

**Многопутность.** Применительно к спутниковым измерениям под многопутностью принято понимать такое распространение радиосигналов, при котором упомянутые сигналы достигают антенны спутникового приемника не только по прямому пути, соединяющему спутник с пунктом наблюдения, но и по ломаному пути, образуемому за счет отражений от различного рода объектов, окружающих приемник (земная и водная поверхность, строения и сооружения, наружные геодезические сигналы др.). Такая ситуация, обуславливающая возникновение многопутности, схематически изображена на рисунке 2.26.

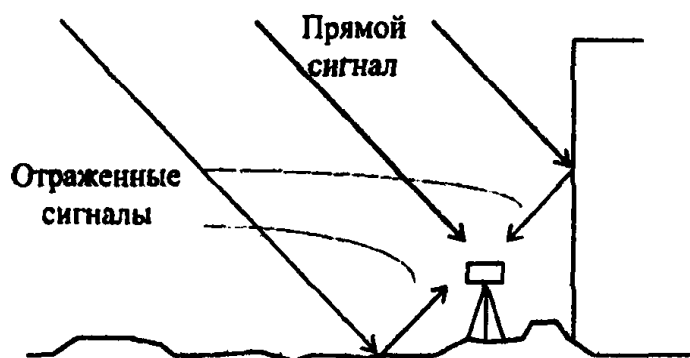


Рисунок 2.26 – К пояснению влияния многопутности сигналов, попадающих на вход приемника

При наличии отраженных радиосигналов, прошедших несколько иной путь повышенной протяженности, в результате радиодальномерных измерений вносится дополнительная погрешность, оказывающая влияние на конечную точность спутниковых измерений. Более того, многопутность может служить причиной существенного ослабления поступающих на вход приемника сигналов, а в отдельных случаях – приводить к полному нарушению нормальной работы приемника.

Особенности влияния отраженных радиосигналов на результаты дальномерных измерений достаточно подробно изучены в процессе разработки и исследования наземных радиодальномерных устройств. При этом было установлено существенное различие в механизме влияния отражений

на несущие и модулирующие колебания. В связи с тем, что при спутниковых измерениях используются оба типа отмеченных колебаний, оценим это влияние применительно как к фазовым измерениям, базирующимся на использовании несущих колебаний, так и к кодовым измерениям, основанным на применении модулирующих сигналов.

Поскольку процесс влияния многопутности непосредственно на несущие колебания описывается намного проще и нагляднее, то рассмотрим механизм такого влияния на характерные для спутниковых измерений фазовые измерения, отнесенные к несущим колебаниям.

Предположим, что отраженный от того или иного объекта радиосигнал проходит избыточный путь  $\Delta\rho$ , в результате чего он приобретает в сравнении с прямым сигналом дополнительный фазовый сдвиг  $\Delta\Psi$ , который в долях фазового цикла может быть оценен на следующего очевидного соотношения:

$$\Delta\Psi = f \frac{\Delta\rho}{v}, \quad (2.64)$$

где  $f$  – частота несущих колебаний;

$v$  – скорость распространения электромагнитных волн.

При наличии отражений на антенное устройство спутникового приемника одновременно поступают как прямой, так и отраженный радиосигналы, характеризующиеся векторами  $E_{np}$  и  $E_{отр}$  (рис. 2.27).

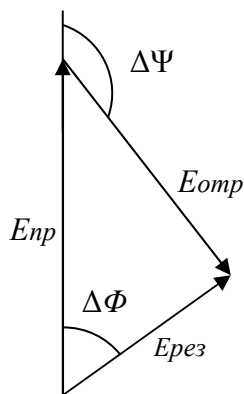


Рисунок 2.27 – Векторное сложение прямого и отраженного сигналов

При взаимодействии изображенных на рисунке 2.27 сигналов формируется результирующий сигнал, который оказывается сдвинутым по фазе относительно прямого сигнала на величину  $\Delta\Phi$ , оцениваемую соотношением

$$\operatorname{tg}(\Delta\Phi) = \frac{k \sin(\Delta\Psi)}{1 + k \cos(\Delta\Psi)}, \quad (2.65)$$

где  $k = E_{отр} / E_{np}$  – коэффициент ослабления отраженного сигнала, приближенно равный коэффициенту отражения отражающей поверхности.

Анализ формулы (2.27) свидетельствует о том, что максимальная ошибка из-за многопутности при условии  $E_{omp} \leq E_{np}$  наблюдается при противофазности этих сигналов, причем рассматриваемое взаимодействие сопровождается не только возникновением ошибки в результатах спутниковых измерений, но и ослаблением амплитуды результирующего сигнала, что может приводить к невозможности фиксации таких сигналов из-за их малой величины и, как следствие, к пропуску фазовых циклов при взятии последовательных отсчетов в процессе орбитального движения спутника.

Что касается количественной оценки фазовых искажений, то с учетом того, что в системах GPS и ГЛОНАСС длины волн несущих колебаний близки к 20 см, максимальная ошибка фазовых измерений может достигать значений около 5 см. В тех редких случаях, когда отраженный сигнал превышает прямой (например, при наличии дополнительного затухания на пути прохождения прямого сигнала), эта ошибка может приближаться к 10 см.

При выполнении псевдодальномерных (кодовых) измерений механизм расчета ошибок из-за многопутности существенно усложняется. Не прибегая к громоздкому математическому анализу, заметим, что при подсчете интересующих нас погрешностей в результатах кодовых измерений происходит переход рассмотренных выше фазовых сдвигов, характерных для несущих колебаний, в фазовые сдвиги, которые приобретают модулирующие (т. е. кодовые) сигналы. При этом разность хода в несколько сантиметров, характерная для несущих колебаний, трансформируется в разность пройденных путей для модулирующих колебаний, оцениваемую десятками метров. Так, например, фазовый сдвиг на уровне около  $90^\circ$ , который приобретают сигналы, несущие в себе информацию об общедоступном C/A-коде и имеющие длину волны около 300 м, обуславливает ошибку, оцениваемую величиной около 75 м.

С учетом вышеизложенного повышенного внимания заслуживают меры по ослаблению влияния многопутности, прежде всего, на результаты кодовых измерений. При этом следует заметить, что за счет использования дифференциальных методов измерений не удастся ослабить рассматриваемое влияние, так как обстановка, порождающая возникновение многопутности, характерна для каждого конкретного пункта наблюдений.

На основе проведения как теоретических, так и экспериментальных исследований разработаны следующие рекомендации по ослаблению влияния источников ошибок, обусловленных многопутностью:

- 1) места расположения пунктов наблюдения следует выбирать с таким расчетом, чтобы исключить наличие отражающих объектов вблизи от антенной системы спутникового приемника;

- 2) при разработке антенных систем для спутниковых приемников следует обращать внимание на необходимость установки дополнительных

экранирующих приспособлений, препятствующих попаданию отраженных радиосигналов на вход антенны (например, установка экранов под антенной, что позволяет устранить влияние сигналов, отраженных от подстилающей поверхности);

3) на пунктах, подверженных влиянию отражений, следует предусматривать сеансы наблюдений повышенной протяженности, чтобы получить циклическую кривую изменения ошибок из-за отражений; последующее усреднение позволяет существенно ослабить рассматриваемое влияние;

4) при обработке результатов наблюдений можно ограничиться принятием в расчет только результатов, соответствующих таким положениям спутников, при которых отражающие поверхности оказывают наименьшее влияние.

Совокупность перечисленных выше мер позволяет минимизировать влияние многопутности до уровня, при котором этот источник ошибок не препятствует выполнению высокоточных спутниковых измерений.

### **2.11.3. Инструментальные источники ошибок**

При оценке результирующей точности спутниковых измерений наряду с ошибками, обусловленными неточным знанием местоположения спутников на момент измерений, их взаимным положением и влиянием внешней среды, приходится учитывать также и инструментальные источники ошибок, связанные с несовершенством работы тех или иных узлов, входящих в состав аппаратуры, расположенной на спутнике, и аппаратуры, находящейся в распоряжении пользователя. Проведенные к настоящему времени исследования в этой области свидетельствуют о том, что основные источники инструментальных ошибок связаны с погрешностью хода часов на спутнике и в приемнике, с особенностями работы передающей и приемной антенн, с учетом временных задержек в аппаратуре передатчика и приемника, а также с несовершенством работы отсчетных устройств, с помощью которых определяется время (или фазовый сдвиг), соответствующее прохождению радиосигнала от спутника до приемника.

Рассмотрим вкратце характерные особенности каждого из перечисленных выше инструментальных источников ошибок, его влияние на результирующую точность спутниковых измерений и методы минимизации такого влияния.

**Ошибки, обусловленные нестабильностью хода часов на спутнике и приемнике.** Ошибки, связанные с нестабильностью хода часов, при использовании одностороннего метода дальномерных измерений являются определяющими во всем комплексе ошибок, характерных для спутниковых измерений.

Роль часов на спутнике и в приемнике выполняют высокостабильные опорные генераторы, которые служат базовой основой для времени и частоты при реализации шкалы, известной в литературе как время GPS. Из-за высоких требований к стабильности хода таких часов на спутниках используют наиболее стабильные атомные генераторы. В приемных устройствах, находящихся в распоряжении потребителей, ограничиваются применением более дешевых и экономичных кварцевых генераторов.

Несмотря на все меры, направленные на повышение стабильности работы отмеченных генераторов, они по своим показателям не отвечают предъявляемым требованиям, а поэтому во избежание существенного понижения точности выполняемых измерений приходится принимать меры, предусматривающие периодическую корректировку показаний часов (в частности, часов, находящихся на спутниках), а также специальные методические приемы, позволяющие учесть или исключить ошибки, обусловленные неточностью показаний часов на спутниках и в приемниках.

Для обоснования упомянутых мер представим показания часов на спутнике в виде следующего соотношения:

$$t = t_{GPS} + \delta t_c, \quad (2.66)$$

где  $t_{GPS}$  – текущее точное время GPS, которое задается ведущей станцией сектора управления и контроля на основе использования национального стандарта времени и частоты;

$\delta t_c$  – уход показаний часов на спутнике на момент выполнения их корректировки.

Величина  $\delta t_c$  моделируется полиномом второй степени на основе изучения закономерности наблюдающихся изменений показаний часов с течением времени:

$$\delta t_c = a_0 + a_1(t - t_0) + a_2(t - t_0)^2, \quad (2.67)$$

где  $a_0$ ,  $a_1$  и  $a_2$  – экспериментально определяемые коэффициенты полинома, характерные для конкретных спутниковых часов;

$t_0$  – начальный опорный момент времени, который во многих случаях относят к среднему моменту времени в сеансе наблюдений.

Значения отмеченных коэффициентов вводят в состав навигационного сообщения, которое формируют на ведущей станции сектора управления и контроля и которое передают на соответствующий спутник с помощью загружающих станций. В результате эта информация поступает по радиоканалу потребителю и используется для получения откорректированных показаний часов интересующего нас спутника.

Для учета погрешности показаний часов спутниковых приемников применяется принцип измерения псевдодальностей, базирующийся на наблюдениях четырех спутников. При наличии избыточного спутника появляется возможность определить поправку, обусловленную неточностью хода часов приемника.

Рассмотренный выше метод учета ухода показаний часов на спутнике и в приемнике получил наибольшее распространение при наблюдениях, выполняемых одной станцией, т. е. при определении абсолютных значений координат точки стояния приемника. При решении геодезических задач, предусматривающих использование дифференциальных методов, влияние рассматриваемого источника ошибок удастся практически нацело исключить за счет применения метода вторых разностей.

Наряду с самопроизвольными уходами показаний часов на спутнике в них приходится вводить также поправку за релятивистский эффект.

**Ошибки, обусловленные неточностью знания точки относимости.** При измерении расстояний от спутников до расположенных на земной поверхности приемников с высокой степенью точности весьма важным фактором является знание положения той точки относимости, от которой отсчитываются интересующие нас расстояния. Применительно к спутниковым системам позиционирования такими точками принято считать фазовые центры антенн как на спутнике, так и в приемнике. Положения упомянутых центров с высокой степенью точности не удастся установить на основе каких-либо геометрических измерений, а поэтому эти параметры стремятся определять на основе специальных измерений в заводских условиях с применением соответствующих приспособлений. Следует при этом отметить, что требования к точности определения фазовых центров на спутнике и в приемнике существенно различны. Погрешность определения центра для установленной на спутнике антенной системы воспринимается как неточность знания эфемерид, которые определяются на метровом уровне точности. Что касается фазового центра антенны приемника, то с этим параметром непосредственно связано определение разности координат между пунктами на сантиметровом (и даже на миллиметровом) уровне точности.

С учетом вышеизложенного потребители основное внимание уделяют проблеме установления положения фазового центра спутникового приемника. Поскольку в современных спутниковых приемниках преимущественное распространение получили микрополосковые антенны, имеющие симметричную конструкцию относительно оси вращения антенного устройства, то местоположение фазового центра в горизонтальной плоскости, как правило, совмещают с упомянутой осью вращения. Что касается фиксации фазового центра в направлении вертикальной оси, то эта величина, опреде-

ляемая в большинстве случаев фирмой-изготовителем приемной аппаратуры, вносится в паспорт приемника, причем разработчики стремятся к тому, чтобы упомянутая величина была одинаковой для всех приемников одного типа. Фирмы-изготовители геодезических спутниковых приемников гарантируют при этом точность нахождения и стабильность положения фазового центра на уровне единиц миллиметров.

В литературе имеются сведения об исследованиях вариаций положения фазового центра, которые для спутниковых приемников более ранних конструкций оцениваются величинами от 1 до 2 см. Применительно к современным приемникам с микрополосковыми антеннами отмеченные вариации, как правило, не превышают нескольких миллиметров.

#### 2.11.4. Геометрический фактор

Одна из характерных для спутниковых систем особенностей определения местоположения интересующих нас точек на основе использования пространственной линейной засечки состоит в том, что результирующая точность координатных определений зависит не только от точности выполняемых дальномерных измерений, но и от геометрии расположения наблюдаемых спутников. Для иллюстрации механизма понижения точности из-за геометрии расположения участвующих в измерениях спутников рассмотрим приведенные на рисунках 2.28 и 2.29 примеры двухмерного определения местоположения интересующего нас пункта  $P$  при различных удалениях спутников друг от друга.

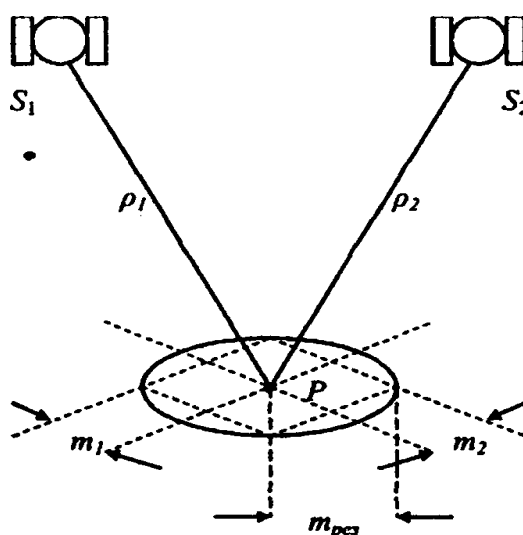


Рисунок 2.28 – Геометрическая интерпретация эллипса ошибок

Если измеряемые до спутников  $S_1$  и  $S_2$  расстояния  $\rho_1$  и  $\rho_2$  измеряются с погрешностью  $m_1$  и  $m_2$ , то при использовании метода линейной засечки

местоположение определяемого пункта  $P$  будет находиться в пределах показанной на рисунке 2.28 области, получившей название эллипса ошибок. В случае взаимно перпендикулярных направлений на наблюдаемые спутники упомянутый эллипс деформируется в окружность (см. рис. 2.29).

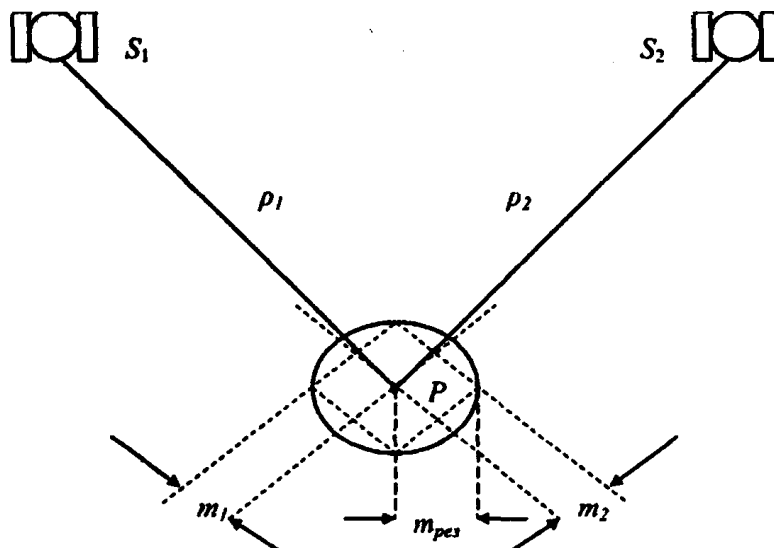


Рисунок 2.29 – Деформация эллипса ошибок из-за взаимного положения спутников

В этом случае достигается минимальное влияние геометрии расположения спутников на точность производимых определений. Если же угол между направлениями приближается к  $0^\circ$  или к  $180^\circ$ , то данный эллипс становится весьма вытянутым. Погрешность определения координат определяемого пункта существенно возрастает. Применительно к характерным для спутниковых систем трехмерным измерениям эллипс ошибок переходит в двухосный эллипсоид.

Параметр, оценивающий возрастание погрешности измерений из-за геометрии расположения спутников, получил название геометрического фактора, который в современных публикациях принято обозначать аббревиатурой DOP (Dilution of Precision – понижение точности). Этот параметр используется как связующее звено между результирующей точностью позиционирования и точностью измерений расстояний до спутников:

$$m_{рез} = DOP m_0, \quad (2.68)$$

где  $m_{рез}$  – среднеквадратическая ошибка определения местоположения пункта;

$m_0$  – среднеквадратическая ошибка дальномерных измерений.

В зависимости от того, какие параметры должны быть определены при решении поставленной задачи, используют различные модифицированные понятия DOP. Наиболее универсальным показателем при этом

является параметр GDOP (геометрический фактор понижения точности с учетом погрешности определения времени), характеризующий точность трехмерного позиционирования и времени:

$$GDOP = \frac{\sqrt{m_N^2 + m_E^2 + m_h^2 + m_t^2 c^2}}{m_0}, \quad (2.69)$$

где  $m_N$ ,  $m_E$ , и  $m_h$  – среднеквадратические ошибки определения координат по направлениям на север, на восток и по высоте;

$m_t$  – среднеквадратическая ошибка определения времени;

$c$  – скорость электромагнитных волн.

Наряду с GDOP используются и такие показатели, как PDOP (фактор, учитывающий понижение точности трехмерного позиционирования без учета погрешности определения времени), HDOP (аналогичный фактор, но только для двухмерного позиционирования в горизонтальной плоскости), VDOP (фактор, характеризующий понижение точности в вертикальном направлении) и др.

Величину геометрического фактора часто увязывают с объемом многогранной фигуры, вершины которой совмещают с местоположениями спутников и пункта наблюдения. При этом установлено: чем больше объем этой фигуры, тем слабее проявляется влияние геометрии расположения спутников на результирующую точность позиционирования. По мере взаимного сближения спутников этот объем уменьшается, а влияние геометрического фактора возрастает.

Предрасчет используемого значения геометрического фактора может быть произведен перед началом полевых спутниковых измерений на основе содержащейся в альманахе информации о расположении спутников на соответствующий момент времени и приближенного знания координат пункта наблюдения. На основе такой информации с помощью ЭВМ может быть построен график изменения с течением времени того или иного геометрического фактора, который характерен для интересующего нас пункта наблюдений. На рисунке 2.30 приведен пример построения такого графика.

Закономерности изменения приведенных на рисунке 2.30 графиков свидетельствуют о том, что фактор GDOP в сравнении с PDOP более чувствителен к изменениям точности GPS-измерений от геометрии расположения спутников. С учетом этого величина GDOP чаще всего используется как критерий возможности получения высокой точности GPS-измерений в зависимости от геометрии расположения спутников. В качестве примера заметим, что фирма Leica (Швейцария) не рекомендует проводить высокоточные спутниковые геодезические измерения при значениях GDOP более 8. Такие неблагоприятные периоды GPS-наблюдений на графиках (см. рис. 2.30)

соответствуют для выбранного пункта и даты измерений интервалам времени суток между 6 и 7 часами утром, а также около 14 часов днем. Если же в отмеченные неблагоприятные периоды при GDOP больше 8 наблюдения все же производились, то на стадии обработки они не будут приниматься в расчет используемыми при этом обрабатывающими программами.

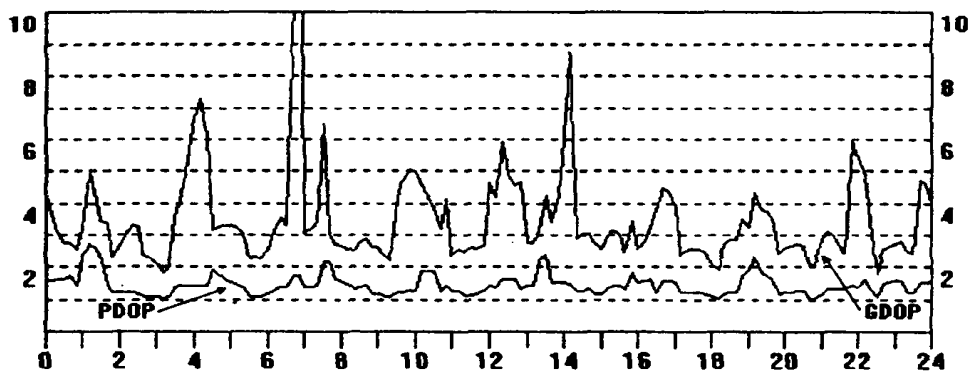


Рисунок 2.30 – Графики суточных изменений GDOP и PDOP на 10.07.95 для пункта, расположенного в г. Москве (по альманаху от 19.05.96 г.; угол ограничения по высоте спутника над горизонтом  $-15^\circ$ )

На основе обобщения приведенной выше информации может быть сделано заключение о том, что наиболее эффективным методом ослабления влияния геометрического фактора на точность GPS позиционирования является выбор наиболее благоприятных периодов наблюдений, который производится при составлении расписаний GPS-измерений на стадии планирования спутниковых наблюдений.

## 2.12. Общая схема обработки наблюдаемых данных

На основе изложенных выше различных методов измерений и последующих вычислений представляется возможным составить упрощенную обобщенную схему обработки спутниковых данных.

Как уже отмечалось ранее, при геодезическом использовании спутниковой системы позиционирования весь процесс обработки разбивают на две основные части:

- 1) предварительная, производимая в приемнике обработка;
- 2) заключительная стадия обработки («постобработка»), производимая в камеральных условиях (на базе полевой партии или в вычислительных центрах).

Рассмотрим схему обработки спутниковых данных на заключительной стадии, т. е. в процессе «постобработки».

Следует заметить, что характерная для спутниковых измерений завершающая стадия обработки является многовариантной и зависит прежде всего от конечной цели поставленной задачи. В частности, на практике весьма часто используются следующие стратегии вычислительных процессов:

- 1) определение отдельных базисных линий и последующее их объединение в сети;
- 2) вычисление односеансных результатов, полученных одновременно для многих станций;
- 3) совместная обработка данных, характерных для нескольких сеансов наблюдений.

Анализ прилагаемых к конкретным типам спутниковых приемников пакетов программ свидетельствует о том, что содержание и форма представления разрабатываемых различными фирмами-изготовителями так называемых коммерческих вычислительных программ могут существенно различаться. В результате этого возникла необходимость создания унифицированного формата представления данных, который не зависит от типа применяемого приемника. Такой формат получил условное обозначение RINEX. Наряду с этим коммерческим программам свойственен и тот недостаток, что они, как правило, не позволяют получить максимально возможную точность, характерную для спутниковых систем, и производить обработку обширных геодезических сетей. Это обусловлено тем, что они ориентированы на массовое их использование персоналом средней квалификации и на упрощение процедуры вычислений. Для устранения отмеченного недостатка разработаны универсальные профессиональные программы, позволяющие производить поэтапную обработку данных с промежуточным анализом получаемых результатов. Такие программы базируются на более строгом модельном представлении и рассчитаны на то, что работа с ними осуществляется высококвалифицированным персоналом.

Такие программы позволяют решать разнообразные задачи, включая и нетривиальные, имеющие научно-производственный характер и содержащие требования получения максимальной точности.

Общие принципы построения профессиональных программ освещаются в специализированной литературе. Для иллюстрации на рисунке 2.31 приведена упрощенная, обобщенная схема, характерная для дифференциальных методов обработки данных фазовых измерений, которые получили преимущественное применение при решении геодезических задач.

В качестве исходной информации при выполнении обработки используются поступающие с выходов спутниковых приемников «сырые» данные, относящиеся, как правило, к одному сеансу наблюдений.

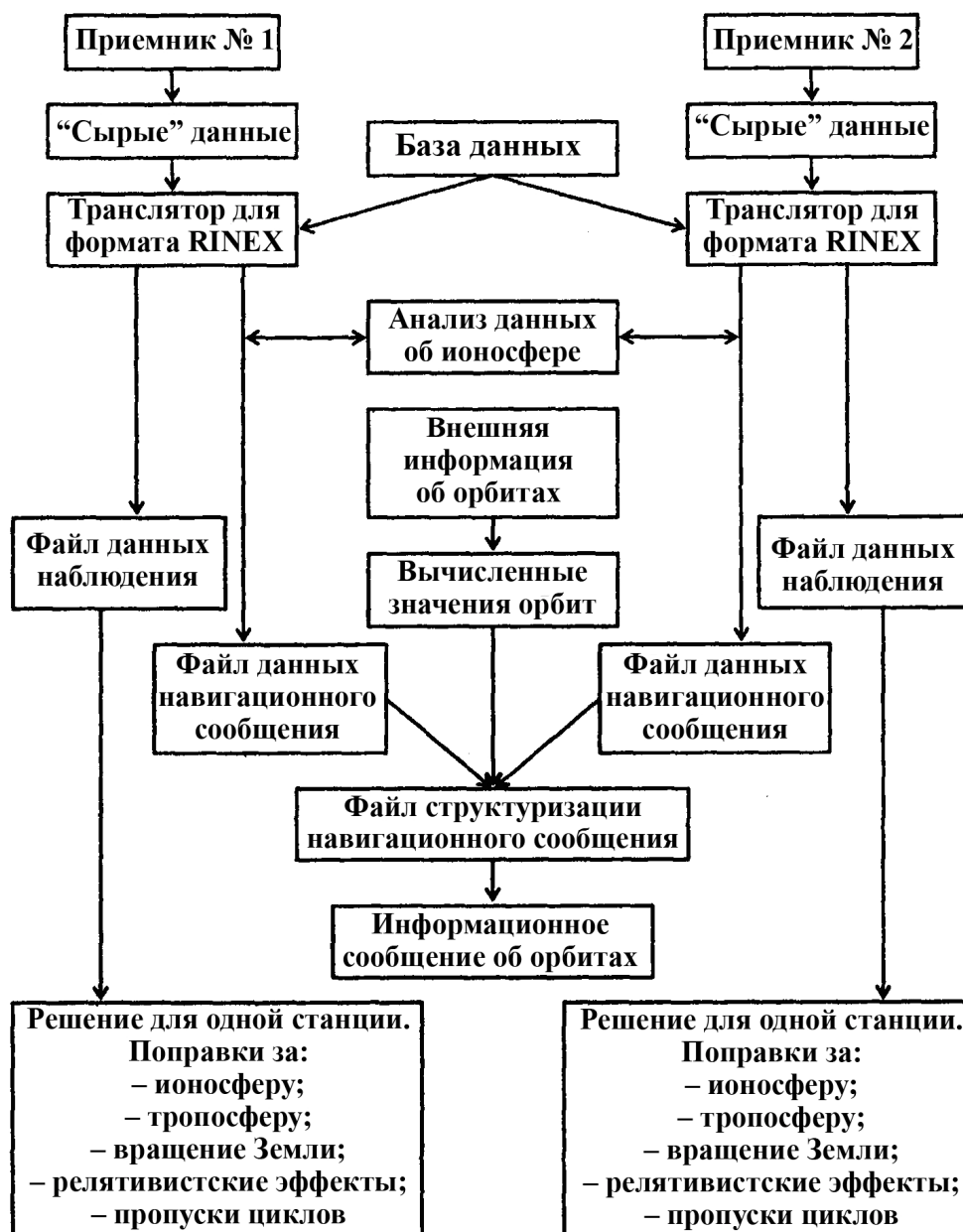


Рисунок 2.31 – Обобщенная блок-схема программы обработки GPS-данных для каждой из двух станций

После сбора «сырых» данных они переводятся в удобно читаемый формат, например, в формат RINEX, и проверяются на наличие грубых ошибок. Информация, содержащаяся в передаваемых со спутника навигационных сообщениях, обычно отделяется от результатов наблюдений. В случае необходимости в нее может быть введена внешняя информация, содержащая уточненные данные об орбитах спутников.

После выполнения подготовительных операций производятся решения, характерные для каждой станции. В результате такого решения в получаемую информацию вводятся поправки за влияние перечисленных на схеме источников погрешностей (см. рис. 2.31).

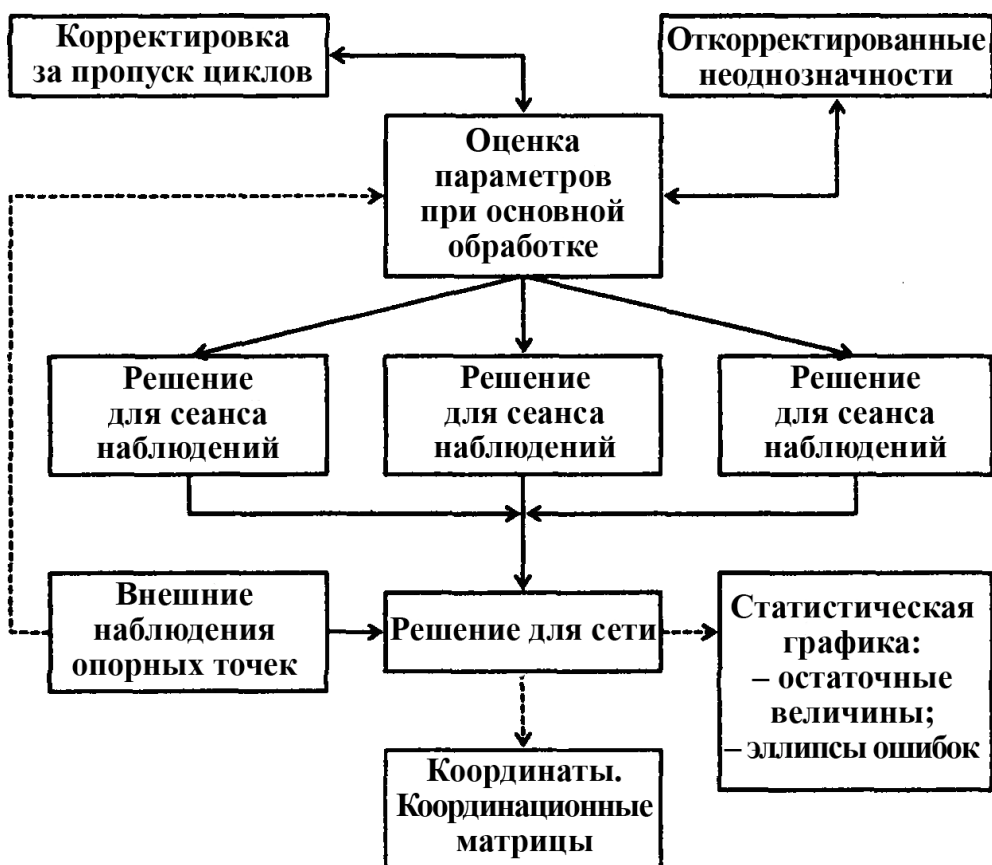


Рисунок 2.32 – Обобщенная блок-схема программы обработки спутниковых данных на завершающей стадии

На следующем этапе вводится в действие основная программа обработки (рис. 2.32), базирующаяся на совместном использовании откорректированных результатов отдельных станций. При этом, как правило, применяется метод вторых разностей. Выявляются и устраняются обнаруженные ранее пропуски фазовых циклов, а также разрешаются неоднозначности.

Главная задача основной программы обработки состоит в вычислении искомых значений координат точек стояния, длин базисных линий и других интересующих потребителя геодезических данных с оценкой точности их определения. Такая обработка может быть осуществлена как для одного, так и для нескольких сеансов наблюдений.

На заключительной стадии может быть произведено уравнивание полученных результатов и осуществлен (в случае необходимости) переход к местной системе координат.

# МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

## Лабораторная работа № 1 Измерение линий электронными дальномерами

*Задание.*

Выполнить измерение длин линий с использованием комплекта электронного тахеометра согласно инструкции пользователя;

Измерить линию в режиме наклонной дальности и как горизонтальное проложение, привести наклонную дальность к горизонту вручную (см. подраздел 1.8) и сверить с результатом измерения горизонтального проложения.

Инструкции пользователя студенты получают в электронном виде, длины линий выбирают самостоятельно.

## Лабораторная работа № 2 Исследование приборной поправки светодальномера

*Задание.*

Исследовать приборную поправку двумя способами, приведенными в подразделе 1.7.

При определении геометрической и циклической составляющих особое внимание уделить измерению базисной линии рулеткой. Рекомендуется следующая методика:

1. Электронный тахеометр (дальномер) и отражатель установить на удалении требуемой длины базисной линии и отнивелировать их.
2. Отсоединить приемопередатчик и отражатель от подставок (подставки остаются на штативах).
3. Измерить рулеткой расстояния между внешними ( $P_a$ ) и внутренними ( $P_b$ ) концами диаметров отверстий в подставках (рис. 1). Диаметр отверстия ( $d$ ) должен быть предварительно измерен с точностью 0,5 мм. При измерении натяжение рулетки должно быть не менее 5 кГ.

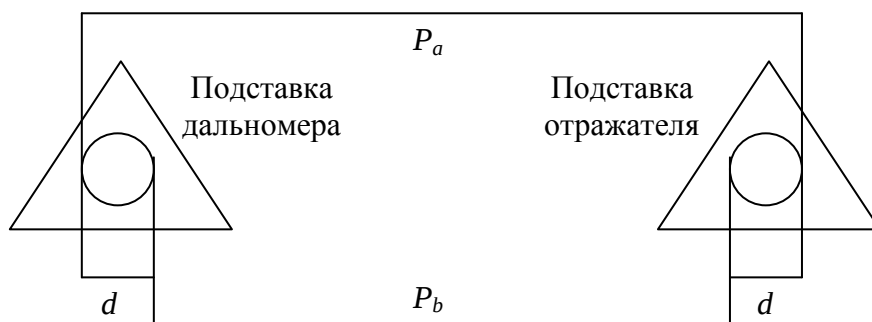


Рисунок 1 – Измерение базиса рулеткой

4. Для контроля измерений вычислить  $\left| \frac{(P_a - P_b - 2d)}{2} \right| \leq 2 \text{ мм}.$

5. Длину базиса вычислить как  $P_i = \frac{(P_a + P_b)}{2}$ , после чего приемо-передатчик и отражатель вернуть на подставки и измерить линию  $D_i$ .

Геометрическую ( $\delta_{\Gamma}$ ) и циклическую ( $\delta_{\mu}$ ) составляющие, точность их определения вычислить по формулам

$$\delta_i = P_i - D_i; \quad \delta_{\Gamma} = \frac{\sum \delta_i}{10}; \quad \delta_{\mu_i} = \delta_i - \delta_{\Gamma}; \quad \alpha_i^{\circ} = D_i \cdot 36^{\circ};$$

$$a = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^{10} \delta_{\mu_i} \sin \alpha_i^{\circ}; \quad b = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^{10} \delta_{\mu_i} \cos \alpha_i^{\circ}; \quad \delta_{\mu_0} = a \sin \alpha_i^{\circ} + b \cos \alpha_i^{\circ};$$

$$v_i = \delta_{\mu_i} + \delta_{\mu_0}; \quad m_{\delta} = \sqrt{\frac{\sum v_i^2}{8}}.$$

Приборную поправку при отсутствии базиса вычислить и оценить по формулам

$$\delta_1 = D_{13} - (D_{12} + D_{23}); \quad \delta_2 = D_{24} - (D_{23} + D_{34});$$

$$\delta_3 = \frac{D_{14} - (D_{12} + D_{23} + D_{34})}{2}; \quad P_1 = 1; \quad P_2 = P_3 = 0,33;$$

$$\delta = \frac{\delta_1 P_1 + \delta_2 P_2 + \delta_3 P_3}{\sum_{i=1}^n P_i}; \quad v_i = \delta_i - \delta; \quad m_{\delta} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P_i v_i^2}{(n-1) \sum_{i=1}^n P_i}}.$$

### Лабораторная работа № 3 Изучение основных операций при работе с электронными тахеометрами

*Порядок действий при установлении координатной системы:*

1. Установить прибор над любой точкой в обозначенном преподавателем пространстве.

2. Сориентировать прибор по любому из направлений, доступных для визирования, и задать его значение, как начальное при ориентировании системы координат.

3. Задать любые произвольные ( $x, y, H$ ) координаты точки установки инструмента.

4. Выполнение пунктов 1–3 соответствуют заданию некоторой условной системы координат.

5. На характерных элементах местных предметов обозначить (карандашными метками) пункты геодезической сети (четыре пункта).

6. На подстилающей поверхности обозначить (меловыми метками) проектные положения пунктов выноса (четыре пункта).

7. Пункты геодезической сети и проектные положения пунктов выноса следует выбирать так, чтобы засечки пунктов выноса имели хорошее геометрическое качество по отношению к пунктам геодезической сети.

8. Закоординировать все обозначенные в пунктах 5, 6 элементы и зафиксировать в памяти прибора. Координаты пунктов геодезической сети получить в режиме без отражателя, пунктов выноса – в режиме на отражатель.

*Порядок действий при выносе в натуру:*

1. Установить прибор над любой точкой в ранее обозначенном пространстве.

2. Закоординировать (в плане) точку установки прибора не менее чем от двух ранее закоординированных пунктов геодезической сети (режим свободной станции, без отражателя).

3. Вынести проектные положения четырех пунктов в плане (режим выноса точек в натуру, на отражатель).

4. Рулеткой измерить наклонные дальности от каждого из пунктов геодезической сети до каждого из пунктов выноса.

*Порядок построения схем смещения пунктов выноса относительно проектных положений:*

1. Вычислить горизонтальные проложения для линий, измеренных рулеткой.

2. Основную ось сооружения считать совмещенной с абсциссой, ранее установленной условной системой координат.

3. Используя координаты пунктов геодезической сети и приведенные к горизонту линии, измеренные рулеткой, получить уравненные значения вынесенных координат (многократная линейная засечка, точность определения до мм).

4. Построить схемы смещения пунктов выноса относительно проектных положений на основании разностей  $x_{ур} - x_{проект}$  и  $y_{ур} - y_{проект}$ . Обозначить значения смещений (в мм).

#### **Лабораторная работа № 4** **Обработка расстояний,** **измеренных электронными дальномерами**

*Задание.*

Исправить измеренные расстояния поправками, которые возможно вычислить на основании приведенной исходной информации (см. подраздел 1.8).

Каждый студент согласно указанному преподавателем варианту обрабатывает две линии. Одна длиной приблизительно 200 м, другая – приблизительно 6000 м.

При вычислении поправок удерживать четвертый знак после запятой при обработке линий длиной 200 м и третий при обработке линий длиной 6000 м.

$\Delta$  – приборная поправка.

Поправку за метеоусловия ввести, используя номограмму, предоставляемую преподавателем.

### Варианты

| 1        |           |              |           | 2        |           |              |           |
|----------|-----------|--------------|-----------|----------|-----------|--------------|-----------|
| $\Delta$ | 0,0082 м  | $l$          | 0,505 м   | $\Delta$ | 0,0084 м  | $l$          | 0,515 м   |
| $P$      | 745,3     | $M + \Theta$ | 105°      | $P$      | 745,9     | $M + \Theta$ | 115°      |
| $t$      | 10,8°     | $h$          | 11,0 м    | $t$      | 11,1°     | $h$          | 13,0 м    |
| $h$      | 4,41 м    | $H_m$        | 150,75 м  | $h$      | 4,52 м    | $H_m$        | 152,25 м  |
| $D$      | 236,594 м | $Y_a$        | 126,63 км | $D$      | 236,940 м | $Y_a$        | 127,89 км |
|          |           | $Y_b$        | 123,62 км |          |           | $Y_b$        | 124,84 км |
|          |           | $D$          | 5692,80 м |          |           | $D$          | 5703,86 м |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           | $Rm$         | 6371 км   |
| 3        |           |              |           | 4        |           |              |           |
| $\Delta$ | 0,0085 м  | $l$          | 0,525 м   | $\Delta$ | 0,0086 м  | $l$          | 0,535 м   |
| $P$      | 746,5     | $M + \Theta$ | 125°      | $P$      | 741,1     | $M + \Theta$ | 135°      |
| $t$      | 11,6°     | $h$          | 15,0 м    | $t$      | 11,8°     | $h$          | 17,0 м    |
| $h$      | 4,64 м    | $H_m$        | 153,75 м  | $h$      | 4,74 м    | $H_m$        | 155,25 м  |
| $D$      | 237,286 м | $Y_a$        | 129,15 км | $D$      | 237,632 м | $Y_a$        | 130,41 км |
|          |           | $Y_b$        | 126,08 км |          |           | $Y_b$        | 127,30 км |
|          |           | $D$          | 5714,94 м |          |           | $D$          | 5726,00 м |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           | $Rm$         | 6371 км   |
| 5        |           |              |           | 6        |           |              |           |
| $\Delta$ | 0,0087 м  | $l$          | 0,545 м   | $\Delta$ | 0,0088 м  | $l$          | 0,555 м   |
| $P$      | 747,7     | $M + \Theta$ | 145°      | $P$      | 748,3     | $M + \Theta$ | 155°      |
| $t$      | 12,2°     | $h$          | 19,0 м    | $t$      | 12,5°     | $h$          | 21,0 м    |
| $h$      | 4,86 м    | $H_m$        | 156,75 м  | $h$      | 4,965 м   | $H_m$        | 158,25 м  |
| $D$      | 237,978 м | $Y_a$        | 131,67 км | $D$      | 238,324 м | $Y_a$        | 132,93 км |
|          |           | $Y_b$        | 128,54 км |          |           | $Y_b$        | 129,76 км |
|          |           | $D$          | 5737,08 м |          |           | $D$          | 5748,14 м |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           | $Rm$         | 6371 км   |
| 7        |           |              |           | 8        |           |              |           |
| $\Delta$ | 0,0089    | $l$          | 0,565 м   | $\Delta$ | 0,0090    | $l$          | 0,575 м   |
| $P$      | 748,9     | $M + \Theta$ | 165°      | $P$      | 749,5     | $M + \Theta$ | 175°      |
| $t$      | 12,8°     | $h$          | 23,0 м    | $t$      | 13,2°     | $h$          | 25,0 м    |
| $h$      | 5,08 м    | $H_m$        | 159,75 м  | $h$      | 5,18 м    | $H_m$        | 161,25 м  |
| $D$      | 238,670 м | $Y_a$        | 134,19 км | $D$      | 239,016 м | $Y_a$        | 135,45 км |
|          |           | $Y_b$        | 131,00 км |          |           | $Y_b$        | 132,22 км |
|          |           | $D$          | 5759,22 м |          |           | $D$          | 5770,28 м |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           | $Rm$         | 6371 км   |

| 9        |           |              |           | 10       |           |              |           |
|----------|-----------|--------------|-----------|----------|-----------|--------------|-----------|
| $\Delta$ | 0,0091 м  | l            | 0,585 м   | $\Delta$ | 0,0092 м  | l            | 0,595 м   |
| $P$      | 750,1     | $M + \Theta$ | 185°      | $P$      | 750,7     | $M + \Theta$ | 195°      |
| $t$      | 13,5°     | $h$          | 27,0 м    | $t$      | 13,9°     | $h$          | 29,0 м    |
| $h$      | 5,30 м    | $H_m$        | 162,75 м  | $h$      | 5,40 м    | $H_m$        | 164,25 м  |
| $D$      | 239,362 м | $Y_a$        | 136,71 км | $D$      | 239,708 м | $Y_a$        | 137,97 км |
|          |           | $Y_b$        | 133,46 км |          |           | $Y_b$        | 134,68 км |
|          |           | $D$          | 5781,36 м |          |           | $D$          | 5792,42 м |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           | $Rm$         | 6371 км   |
| 11       |           |              |           | 12       |           |              |           |
| $\Delta$ | 0,0094 м  | l            | 0,605 м   | $\Delta$ | 0,0095 м  | l            | 0,615 м   |
| $P$      | 751,3     | $M + \Theta$ | 205°      | $P$      | 751,9     | $M + \Theta$ | 215°      |
| $t$      | 14,2°     | $h$          | 31,0 м    | $t$      | 14,6°     | $h$          | 33,0 м    |
| $h$      | 5,52 м    | $H_m$        | 165,75 м  | $h$      | 5,62 м    | $H_m$        | 167,25 м  |
| $D$      | 240,054 м | $Y_a$        | 139,23 км | $D$      | 240,400 м | $Y_a$        | 140,49 км |
|          |           | $Y_b$        | 135,92 км |          |           | $Y_b$        | 137,14 км |
|          |           | $D$          | 5803,49 м |          |           | $D$          | 5814,56 м |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           | $Rm$         | 6371 км   |
| 13       |           |              |           | 14       |           |              |           |
| $\Delta$ | 0,0096 м  | l            | 0,625 м   | $\Delta$ | 0,0097 м  | l            | 0,635 м   |
| $P$      | 752,5     | $M + \Theta$ | 225°      | $P$      | 753,1     | $M + \Theta$ | 235°      |
| $t$      | 14,9°     | $h$          | 35,0 м    | $t$      | 15,3°     | $h$          | 37,0 м    |
| $h$      | 5,74 м    | $H_m$        | 168,75 м  | $h$      | 5,84 м    | $H_m$        | 170,25 м  |
| $D$      | 240,746 м | $Y_a$        | 141,75 км | $D$      | 241,092 м | $Y_a$        | 143,01 км |
|          |           | $Y_b$        | 138,37 км |          |           | $Y_b$        | 139,60 км |
|          |           | $D$          | 5825,64 м |          |           | $D$          | 5836,70 м |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           | $Rm$         | 6371 км   |
| 15       |           |              |           |          |           |              |           |
| $\Delta$ | 0,0098 м  | l            | 0,645 м   |          |           |              |           |
| $P$      | 753,7     | $M + \Theta$ | 245°      |          |           |              |           |
| $t$      | 15,6°     | $h$          | 39,0 м    |          |           |              |           |
| $h$      | 5,96 м    | $H_m$        | 171,75 м  |          |           |              |           |
| $D$      | 241,438 м | $Y_a$        | 144,27 км |          |           |              |           |
|          |           | $Y_b$        | 140,84 км |          |           |              |           |
|          |           | $D$          | 5847,78 м |          |           |              |           |
|          |           | $Rm$         | 6371 км   |          |           |              |           |

### Лабораторная работа № 5

#### Уравнивание сети трилатерации с двумя определяемыми пунктами

*Предварительные вычисления:*

1. Вычислить обратные геодезические задачи на плоскости, определить дирекционные углы и длины сторон между исходными пунктами А, В, С (три обратных задачи).

2. По трем сторонам треугольника по теореме косинусов вычислить углы  $1AB$ ,  $BC1$ ,  $2AC$ ,  $21C$ .

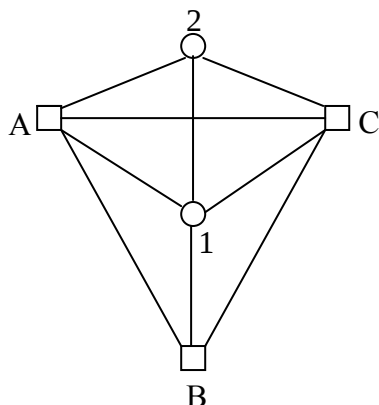


Рисунок 2 – Схема сети трилатерации

3. Из решения прямых геодезических задач на плоскости дважды определить координаты пунктов 1 и 2. Пункт 1 определить относительно A и C, после чего – пункт 2 относительно A и 1. Для определяемых пунктов расхождение двух значений по каждой из координат  $(x, y)$  не должно превышать 10 см.

Предварительными координатами пунктов 1 и 2  $(x_{0(i)}, y_{0(i)})$  принять среднее арифметическое из значений  $x$  и  $y$  по каждому пункту.

*Уравнительные вычисления:*

1. Вычислить обратные геодезические задачи, определить дирекционные углы  $\alpha_{ik}$  и длины линий  $s_{ik}$  по сторонам A1, B1, C1, A2, C2, 12. Для пунктов 1 и 2 использовать предварительные координаты  $(x_0, y_0)$ .

2. Составить уравнения поправок измерений вида

$$v_{ik} = -a_{ik}\delta x_i - b_{ik}\delta y_i + a_{ik}\delta x_k + b_{ik}\delta y_k + l_{ik},$$

где  $a_{ik} = \cos \alpha_{ik}$ ;  $b_{ik} = \sin \alpha_{ik}$ ;  $l_{ik} = s_{ik(вблч)} - s_{ik(изм)}$ ;

$\delta x_i, \delta y_i, \delta x_k, \delta y_k$  – поправки к предварительным координатам, соответственно,  $i$  и  $k$  пунктов.

3. Вычислить обратные весовые матрицы параметров  $(Q_x)$  и измерений  $(Q_s)$ :

$$Q_x = (A^T \cdot A)^{-1};$$

$$Q_s = A \cdot Q_x \cdot A^T.$$

4. Вычислить матрицу поправок координат  $(\delta X)$ :

$$\delta X = -Q_x \cdot (A^T \cdot L).$$

5. Вычислить матрицу поправок измерений  $(V)$ :

$$V = A \cdot \delta X + L.$$

6. Вычислить уравненные значения координат определяемых пунктов  $(X)$  и сторон сети  $(S)$ :

$$X = X_0 + \delta X;$$

$$S = S_{(изм)} + V.$$

7. Вычислить длины сторон из решения обратной геодезической задачи по уравненным значениям координат пунктов. Получить разности этих сторон и вычисленных в п. 6.

*Оценка точности:*

1. Вычислить единицу веса:

$$\mu = \sqrt{\frac{V^T \cdot V}{n - 2k}},$$

где  $n$  – число измеренных сторон;  $k$  – число определяемых пунктов.

2. Вычислить точность уравненных параметров:

$$m_{x(i)} = \mu \sqrt{Q_{x(ii)}}.$$

3. Вычислить точность уравненных длин линий:

$$m_{s(i)} = \mu \sqrt{Q_{s(ii)}}.$$

**Лабораторная работа № 6**  
**Изучение основных операций при работе с аппаратурой**  
**наземного пользователя ГНСС**

*Задание.*

Выполнить определение векторов взаимного положения с постобработкой в режиме «быстрая статика». Руководства предоставляются студенту предварительно в электронном виде.

## ВОПРОСЫ К ЭКЗАМЕНУ

1. Принцип импульсного метода дальномерных измерений.
2. Принцип фазового метода дальномерных измерений.
3. Амплитудная модуляция электромагнитных колебаний.
4. Частотная модуляция электромагнитных колебаний.
5. Демодуляция и гетеродинирование электромагнитных колебаний.
6. Дисперсия света. Зависимость показателя преломления среды от метеорологических условий.
7. Среднеинтегральный показатель преломления.
8. Разрешение неоднозначности фазовых измерений в наземных электронных дальномерных.
9. Точность измерений наземными фазовыми дальномерами. Контроль качества измерений в сетях трилатерации.
10. Обработка линий, измеренных электронными дальномерами.
11. Импульсно-фазовый гетеродинный метод.
12. Обобщенная схема электронного дальномера с активным ответом.
13. Сущность приборной поправки электронных дальномеров, способы ее определения.
14. Радиотехнические методы спутниковой геодезии.
15. Спутниковые радиотехнические навигационные системы 1 и 2 поколений.
16. Принцип формирования кодовых последовательностей. Содержание навигационного сообщения, отправляемого со спутника.
17. Понятие о псевдодальности, алгоритм определения псевдодальностей.
18. Назначение и системная реализация устанавливаемой на спутниках GPS аппаратуры.
19. Демодуляция принимаемых аппаратурой GPS сигналов.
20. Анализ фазовых соотношений при спутниковых дальномерных измерениях.
21. Методы разрешения неоднозначности в относительных спутниковых определениях.
22. Интегральный доплеровский счет, его применение в GPS.
23. Определение пропусков фазовых циклов в GPS.
24. Источники ошибок измерений в GPS.
25. Учет влияния внешних условий на результаты спутниковых измерений.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебно-методический комплекс по дисциплине «Оптико-электронные методы измерений» аккумулирует в себе теоретический и практический материал, позволяющий студенту усвоить физическую сущность использования электронных средств измерений дальностей в геодезии, изучить конструктивные особенности и особенности эксплуатации оптико-электронных и радиотехнических систем геодезического назначения. В учебно-методическом комплексе подробно разобраны источники ошибок измерения дальностей различными системами и математическая обработка результатов измерений линий электронными дальномерами.

Усвоение материала, изложенного в учебно-методическом комплексе, позволяет студенту получить базовые знания и навыки для освоения любых современных средств полевых геодезических измерений.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Большаков, В. Д. Радиогодезические и электрооптические измерения / В. Д. Большаков [и др.]. – М. : Недра, 1985. – 303 с.
2. Генике, А. А. Геодезические свето и радиодальномеры / А. А. Генике, А. М. Афанасьев. – М. : Недра, 1988. – 302 с.
3. Генике, А. А. Глобальные спутниковые системы определения местоположения и их применение в геодезии / А. А. Генике, Г. Г. Побединский. – М. : Картгеоцентр, 2004. – 352 с.
4. Гришин, Ю. П. Радиотехнические системы / Ю. П. Гришин [и др.]. – М. Высш. шк., 1990. – 496 с.
5. Яковлев, Н. В. Практикум по высшей геодезии (вычислительные работы) : учеб. пособие для вузов / Н. В. Яковлев. – М. : Недра, 1982. – 368 с.
6. Яценков, В. С. Основы спутниковой навигации / В. С. Яценков. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 271 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

|                                                                                                    |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| ВВЕДЕНИЕ .....                                                                                     | 3   |
| РАБОЧАЯ ПРОГРАММА .....                                                                            | 4   |
| РАЗДЕЛ 1. ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ                                                                |     |
| ДАЛЬНОМЕРНЫХ ГЕОДЕЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ .....                                                         | 7   |
| 1.1. Импульсный и фазовый методы дальномерных измерений .....                                      | 7   |
| 1.2. Методы разрешения неоднозначности, применяемые в свето-<br>и радиодальномерах .....           | 10  |
| 1.3. Преобразование электромагнитных колебаний .....                                               | 15  |
| 1.4. Скорость распространения электромагнитных волн .....                                          | 23  |
| 1.5. Принципиальное устройство фазовых дальномеров .....                                           | 31  |
| 1.6. Геодезические радиодальномеры для наземных измерений .....                                    | 37  |
| 1.7. Приборная поправка электронных дальномеров и способы ее определения .....                     | 41  |
| 1.8. Введение поправок и редуцирование измеренных расстояний<br>на поверхности относимости .....   | 44  |
| 1.9. Оценка точности дальномерных измерений .....                                                  | 47  |
| 1.10. Источники ошибок измерений электронными дальномерами .....                                   | 50  |
| 1.11. Классификация наземных электронных дальномеров .....                                         | 56  |
| РАЗДЕЛ 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СПУТНИКОВОЙ ГЕОДЕЗИИ .....                                       | 57  |
| 2.1. Радиотехнические методы измерения координат и их производных .....                            | 57  |
| 2.2. Спутниковые радионавигационные системы первого и второго поколений .....                      | 59  |
| 2.3. Состав глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) .....                               | 66  |
| 2.4. Назначение и системная реализация устанавливаемой<br>на спутниках аппаратуры .....            | 76  |
| 2.5. Формирование радиосигналов на спутнике .....                                                  | 79  |
| 2.6. Принципы демодуляции принимаемых сигналов .....                                               | 86  |
| 2.7. Абсолютные и относительные методы спутниковых измерений .....                                 | 88  |
| 2.8. Первые, вторые и третьи разности, базирующиеся на фазовых измерениях<br>несущей частоты ..... | 95  |
| 2.9. Интегральный доплеровский счет .....                                                          | 101 |
| 2.10. Принципы разрешения неоднозначностей при фазовых измерениях .....                            | 105 |
| 2.11. Основные источники ошибок спутниковых измерений<br>и методы ослабления их влияния .....      | 116 |
| 2.12. Общая схема обработки наблюдаемых данных .....                                               | 141 |
| МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ .....                                        | 145 |
| Лабораторная работа № 1 .....                                                                      | 145 |
| Лабораторная работа № 2 .....                                                                      | 145 |
| Лабораторная работа № 3 .....                                                                      | 146 |
| Лабораторная работа № 4 .....                                                                      | 147 |
| Лабораторная работа № 5 .....                                                                      | 149 |
| Лабораторная работа № 6 .....                                                                      | 151 |
| ВОПРОСЫ К ЭКЗАМЕНУ .....                                                                           | 152 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....                                                                                   | 153 |
| ЛИТЕРАТУРА .....                                                                                   | 154 |

*Учебное издание*

ТОВБАС Сергей Константинович

## ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Учебно-методический комплекс  
для студентов специальности 1-56 02 01 «Геодезия»

Редактор *В. В. Демиденко*

Дизайн обложки *В. А. Виноградовой*

---

Подписано в печать 05.04.12. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Ризография.  
Усл. печ. л. 9,28. Уч.-изд. л. 8,13. Тираж 30 экз. Заказ 567.

---

Издатель и полиграфическое исполнение:  
учреждение образования «Полоцкий государственный университет».

ЛИ № 02330/0548568 от 26.06.2009      ЛП № 02330/0494256 от 27.05.2009

211440 г. Новополоцк, ул. Блохина, 29.