

2.10. Алгоритмы первичной обработки сигналов и извлечения информации

Целью обработки сигналов и извлечения информации аппаратурой потребителя является выбор оптимального рабочего созвездия спутников и решение навигационной задачи (§ 2.8). В общем случае, результатом решения навигационной задачи является определение вектора потребителя, состоящего из мгновенных координат и векторов их изменения по времени. Задача упрощается, если объект неподвижен или условно неподвижен на интервале времени наблюдения. Пространственное ускорение и линейная скорость объекта могут быть очевидным образом вычислены путем сравнения мгновенных координат объекта в моменты двух или большего числа измерений.

Высокие требования к нахождению пространственных координат объекта определяют необходимость в методах оптимальной обработки сигналов СНС. Синтез оптимальных систем оценивания координат базируется на теории оптимальной фильтрации [16, 19, 20].

Параметры навигационного сигнала разделяют на *информационные*, из которых можно извлечь навигационную информацию; *дополнительные*, несущие дополнительную навигационную информацию и *неинформационные*. К информационным параметрам сигнала СНС относятся задержка сигнала τ и доплеровское смещение частоты f_d . Эти параметры непосредственно зависят от вектора потребителя. Неинформационными параметрами являются, например, амплитуда сигнала и плоскость поляризации излучения передающей антенны спутника. Примером дополнительного параметра может являться дискретный параметр θ , несущий информацию модулирующей двоичной последовательности.

Аддитивную помеху, на фоне которой происходит прием сигнала, как правило, считают белым гауссовским шумом с нулевым математическим ожиданием и спектральной плотностью $N_0 / 2$. Сигнал от i -го навигационного спутника может быть описан соотношением

$$S_i(t) = A m_i(t - \tau_i) \cos[(\omega_0 + 2\pi f_{di})t + \varphi_i], \quad (2.44)$$

где A – амплитуда сигнала; $m_i(t - \tau)$ – модулирующая функция, описывающая модуляцию дальномерным кодом и передачу навигационного сообщения; φ_i – случайная начальная фаза сигнала.

Прием сигнала на фоне помехи по сути своей является фильтрацией информационных параметров сигнала на фоне помехи и неинформационных параметров. Синтез оптимальной системы фильтрации заключается в построении такой системы, которая в результате наблюдений за входной реализацией в каждый текущий момент времени t формирует оценку вектора потребителя с минимальной дисперсией ошибки оценивания [2].

Существующие алгоритмы оптимальной фильтрации чрезмерно сложны для прямой обработки сигнала (2.44), поэтому процесс получения оценки вектора потребителя разбивают на два этапа – первичный и вторичный. Как описано в [2], "...на этапе первичной обработки решается задача фильтрации радионавигационных параметров сигнала, а на этапе вторичной обработки вычисляются оценки вектора потребителя с использованием полученных на первом этапе оценок радионавигационных параметров и соответствующих навигационных функций..."

Из теории оптимального приема известно [17, 19], что разность между истинным значением выделяемого параметра и его оценкой должна быть достаточно мала. Это означает, что существует необходимость захвата принимаемого сигнала и вхождение в режим слежения за фильтруемым параметром. В радионавигационных системах, как и в ряде других радиотехнических систем, практикуется реализация двух режимов: поиск сигнала и измерение (фильтрация) параметров. В режиме поиска осуществляется предварительная, грубая оценка параметров сигнала на уровне, достаточном для дальнейшего захвата и слежения. В режиме фильтрации осуществляется точное измерение параметров сигнала.

Задача поиска сигнала от j -го спутника определяется [16 – 18], как задача оценки его параметров τ и f_d , которые принимаются постоянными на интервале наблюдения и выбираются из конечной области значений. Как правило, возможные значения считаются равновероятными. При оценке параметров сигнала СНС амплитуду A и фазу φ можно считать случайными неинформационными параметрами.

В качестве критерия оптимальной оценки параметров чаще всего рассматривают максимум условной плотности распределения вероятности W наблюдаемой на интервале значений $[0, T]$ входной реализации $Y_0^T = \{y(t), t \in [0, T]\}$ при заданных значениях параметров:

$$\lambda = \max_{\lambda}^{-1} W(Y_0^T | \lambda), \quad (2.45)$$

где $\lambda = |\tau f_d|^T$ – информационные параметры сигнала.

Можно показать [1], что условная плотность вероятности $W(Y_0^T | \lambda)$ является монотонной функцией достаточной статистики $X^2(T, \lambda)$, которая определяется соотношениями:

$$X^2(T, \lambda) = I^2(T, \lambda) + Q^2(T, \lambda);$$

$$I(T, \lambda) = \int_0^T y(t)h(t - \tau) \cos((\omega_0 + 2\pi f_d)t) dt; \quad (2.46)$$

$$Q(T, \lambda) = \int_0^T y(t)h(t - \tau) \sin((\omega_0 + 2\pi f_d)t) dt.$$

Соответственно, выражение (2.45) можно записать в виде

$$\lambda = \max_{\lambda}^{-1} X^2(T, \lambda). \quad (2.47)$$

Поиск решения для (2.47) подразумевает перебор всех возможных значений λ из области определения. На практике оценки параметров τ и f_d дискретизируют, присваивая им некоторые дискретные значения и условно полагая, что искомые значения параметров τ и f_d также принимают дискретные значения. Пары значений τ и f_d , среди которых производится поиск, называют *ячейками*. Шаг дискретизации при этом оптимизируется таким образом, чтобы разрыв между дискретным значением оптимальной оценки параметра и его действительным значением позволял войти в режим фильтрации. В качестве оптимальной оценки принимают те значения τ и f_d , которым соответствует максимальное значение $X^2(T, \lambda)$. При одновременном анализе всех возможных сочетаний задержки и доплеровского сдвига потребуется $N_\tau N_f$ параллельных каналов, где N – число дискретных значений соответствующего параметра.

Очевидно, что практическая реализация полного параллельного поиска весьма затруднительна, поэтому применяют параллельно-последовательные или последовательные алгоритмы поиска, упрощающие аппаратную часть. Кроме этого, вместо запоминания всех измеренных значений $X^2(T, \lambda)$ для последующего выбора наибольшего из них, применяется алгоритм обнаружения сигнала в определенной ячейке (комбинации τ и f_d) по пороговому принципу.

Найденное при обработке сигнала значение $X^2(T, \lambda)$ сравнивается с пороговым и принимается решение о наличии сигнала. При отсутствии сигнала анализируется следующая ячейка, а при наличии происходит переключение в режим сопровождения по t и f_d .

Рассмотрим приведенную в [2] упрощенную схему устройства поиска (рис. 2.14). С выхода усилителя промежуточной частоты входной сигнал поступает на умножители, формирующие синфазную I и квадратурную Q составляющие.

С j -го спутника на вход приемного устройства поступает сигнал с частотой $f_{sj} = f_0 + f_{dj}$. В синтезаторе частот по команде блока управления устанавливается частота f_{cj} , такая, что $f_{sj} - f_{cj} = f_{пр}$, где $f_{пр}$ – промежуточная частота УПЧ. Это условие выполняется (на уровне оценки) если правильно выбрана оценка значения f_{dj} , соответствующая значению анализируемой ячейки.

По команде блока управления также формируется задержка τ_j опорного сигнала, в соответствии со значением для анализируемой ячейки. Генератор ПСП вырабатывает кодовую последовательность $h(t - \tau_j)$, соответствующую дальномерному коду и сдвинутую на τ_j , которая затем умножается на опорный сигнал от опорного генератора: $h(t - \tau_j) \times \cos(\omega_{cj}t)$.

Полученное колебание поступает на умножители каналов формирования синфазной I и квадратурной Q составляющих. Сигналы с выходов умножителей поступают на интеграторы со сбросом, интервал интегрирования для которых задается по команде блока



Рис. 2.14. Упрощенная схема устройства поиска

управления задержкой кода. В момент окончания интегрирования напряжение поступает на формирователь квадратуры огибающей $I^2 + Q^2$ и далее на пороговое устройство, где и принимается решение об обнаружении или необнаружении сигнала. Если сигнал обнаружен, то принимается решение о сопровождении (захвате).

Поскольку число навигационных спутников ограничено и диапазон возможных значений τ и f_d априори известен, количество анализируемых ячеек в некоторых случаях может быть существенно уменьшено. Например, если в памяти приемоиндикатора сохранено точное время последнего навигационного определения, соответствующие данные τ , f_d и альманаха системы, то перед следующим навигационным определением может быть вычислен прогноз того, в каких ячейках искать навигационный сигнал в первую очередь. И напротив, если происходит первое включение приемоиндикатора ("холодный старт"), или координаты потребителя с момента предыдущего определения значительно изменились, может потребоваться перебор значительного числа ячеек. Но и в этом случае современные приемоиндикаторы пытаются вычислить промежуточный прогноз на основании первых обнаруженных значений и сократить таким образом количество анализируемых ячеек.

При поиске сигнала происходит некогерентная обработка принимаемого сигнала. В режиме фильтрации применяется совместная фильтрация информационных параметров и фазы сигнала (неинформационный параметр). Такой режим называют *квазикогерентной обработкой* сигнала [16, 17].

Обратившись к (2.44), опишем входной сигнал в виде

$$S(t) = Ah(t - \tau)\cos[\omega_0 t + \vartheta(t - \tau)\pi + \varphi(t)], \quad (2.48)$$

где $h(t)$ – модулирующая последовательность (дальномерный код). Параметр ϑ , несущий в себе навигационное сообщение, представляет собой последовательность нулей и единиц, смена которых происходит строго в определенные моменты времени t_k , такие, что $t_k - t_{k-1} = \text{const}$ – длительность такта навигационного сообщения.

Такие параметры сигнала, как, фаза и соответствующий доплеровский сдвиг меняются непрерывно, тогда как задержка и ϑ меняются дискретно. Дискретность этих параметров определяется длительностью такта соответствующей модулирующей последовательности (дальномерного кода или навигационного сообщения). Поэтому в литературе [2, 16 – 19] задачу фильтрации параметров навигационного сообщения иногда называют задачей оптимальной не-

прерывно-дискретной фильтрации. Решение этой задачи приводит к построению комплексной системы фильтрации, содержащей дискриминаторы задержки и фазы и сглаживающие фильтры для оценок задержки и фазы.

В оптимальной комплексной системе фильтрации оптимальные оценки задержки и фазы взаимосвязаны и формируются после обработки сигналов с выходов дискриминаторов задержки и фазы. Но такая система достаточно сложна в реализации, поэтому на практике оценку задержки формируют по сигналу временного дискриминатора, а оценку фазы – по сигналу фазового.

Устройство, реализующее описанный выше алгоритм, называют *следящим измерителем*. Упрощенная схема [2] следящего измерителя приведена на рис. 2.15. В схеме использованы следующие обозначения: $K_\tau = R_\tau C_\tau$ и $K_\varphi = R_\varphi C_\varphi$ – векторы коэффициентов усиления сглаживающих фильтров в каналах оценки задержки и фазы сигнала; $\text{th}(\bullet)$ – функция гиперболического тангенса; $\text{sign}(\bullet)$ – функция сигнатуры.

Канал оценки задержки сигнала содержит дискриминатор задержки, сглаживающий фильтр и генератор кодовой последовательности. На выходе дискриминатора задержки формируется напряжение, пропорциональное разности (рассогласованию) между истинным значением τ и его оценочным значением. Генератор кода вырабатывает два сигнала: кодовую последовательность, сдвинутую на время, равное оценке задержки сигнала, и последовательность $\partial h(t-\tau)/\partial \tau$. Вторая последовательность может быть сформирована в виде конечной разности двух сдвинутых исходных кодовых последовательностей:

$$\frac{\partial h(t-\tau)}{\partial \tau} \approx \frac{h(t-\tau+\Delta\tau/2) - h(t-\tau-\Delta\tau/2)}{\Delta\tau}, \quad (2.49)$$

где $\Delta\tau$ – интервал, равный длительности элементарной посылки.

Канал оценки фазы содержит фазовый дискриминатор, сглаживающий фильтр и генератор сигнала с частотой f_0 . В данной схеме фазовый дискриминатор состоит из двух перемножителей, среднее напряжение на выходах которых

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &\approx 0,5 \sin(\theta\pi + \varphi - \varphi); \\ \bar{U}_2 &\approx 0,5 \sin 2(\varphi - \varphi). \end{aligned} \quad (2.50)$$

Фазовый дискриминатор имеет дискриминационную характеристику вида $\sin 2\Delta\varphi$.

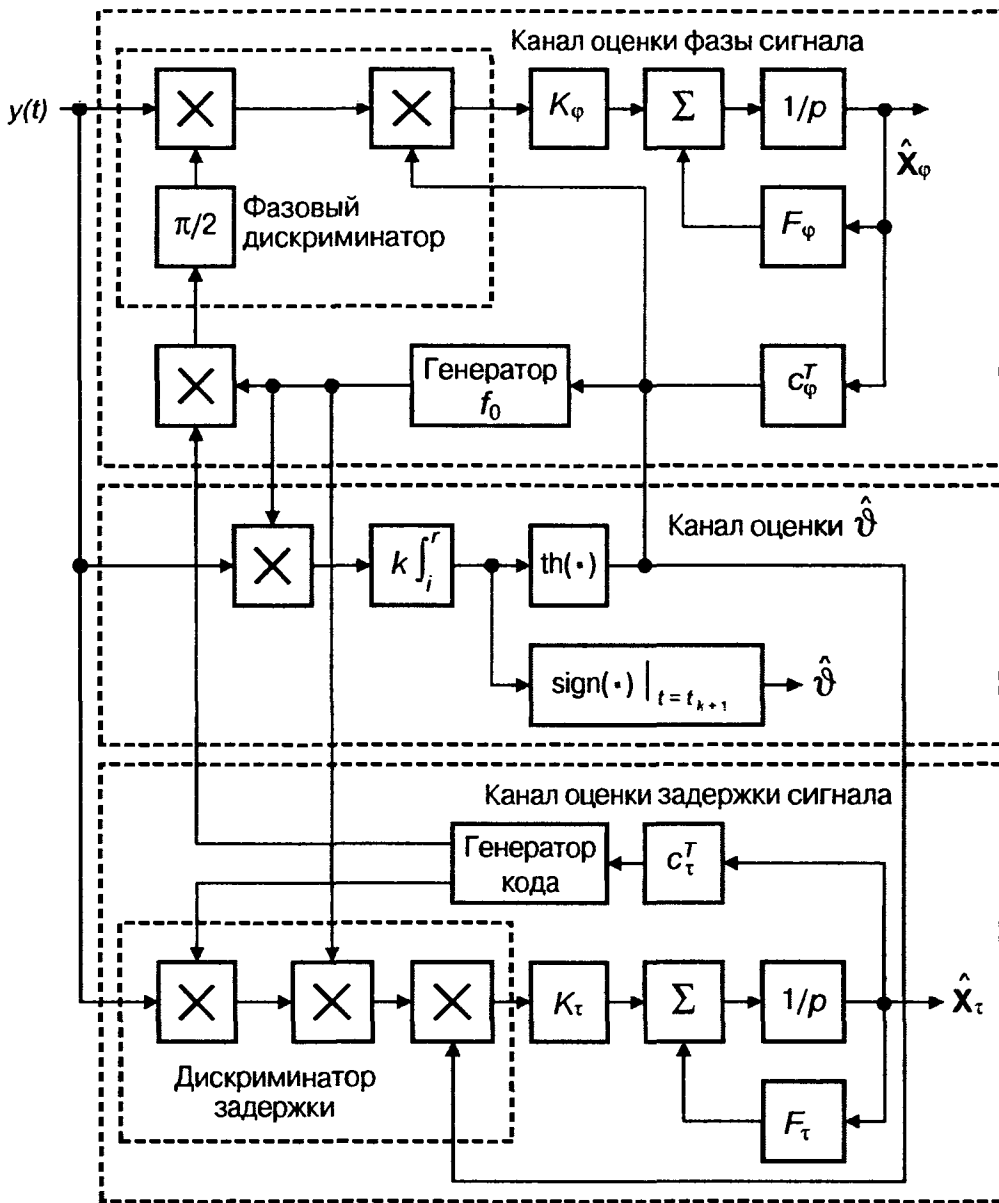


Рис. 2.15. Упрощенная схема слеящего измерителя

Рассматриваемая схема фильтрации устойчиво работает при захвате сигнала каналом оценки фазы и вхождении в синхронизм. Полоса захвата системы фазовой автоподстройки составляет приблизительно 50 Гц, тогда как неопределенность оценки несущей частоты после окончания процедуры поиска может достигать 500 Гц. Поэтому в системе предусматривается реализация режима автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Автоматическая подстройка частоты формируется на основе частотного дискриминатора, выходное напряжение которого пропорционально разности Δf между несущей частотой принимаемого

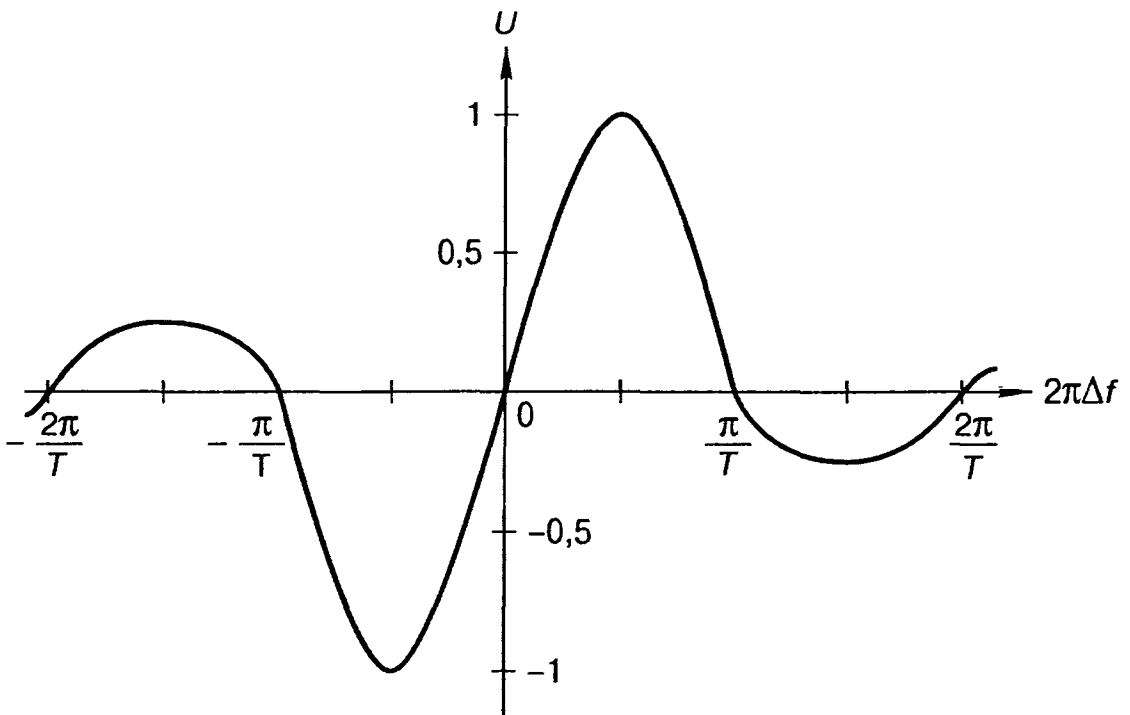


Рис. 2.16. Характеристика частотного дискриминатора

сигнала и частотой опорного генератора. Частотный дискриминатор может быть реализован вычислительными методами, на основании обработки сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ [1]. Частотный дискриминатор имеет характеристику, описываемую выражением

$$U_{df} \approx \sin(2\pi\Delta f T) \left[\frac{\sin(\pi\Delta f T)}{\pi\Delta f T} \right]^2. \quad (2.51)$$

Вид характеристики частотного дискриминатора изображен на рис. 2.16. Начальная ошибка должна лежать в пределах ее главного лепестка: $|\Delta f| < 1/2T$. Принимая максимальное значение $\Delta f = 500$ Гц, получаем требуемое время интегрирования $T = 1$ мс.

2.11. Алгоритмы вторичной обработки

Как было сказано выше (§.2.8), для нахождения полного вектора потребителя необходимо измерить задержку и доплеровское смещение относительно четырех спутников. Для нахождения координат в СНС обычно используются псевдодальномерные методы; для нахождения составляющих скорости – псевдораздально-скоростной метод.

При решении нелинейных уравнений вида (2.16) применяются как *прямые*, так и *итерационные* алгоритмы. Прямые алгоритмы используют для начального определения вектора потребителя при значительной исходной неопределенности координат, что дает практически точное решение системы из i уравнений с i неизвестными [2].

Итерационные алгоритмы чаще применяются для уточнения априорно известных координат потребителя (отыскания поправок). Условием применимости итерационного алгоритма является равенство числа определяемых параметров числу измерений. Иными словами, необходимо измерить псевдодалности до четырех спутников. На практике, причем в большинстве случаев, потребитель может получить результаты более, чем четырех измерений. Логично будет предположить, что большее число измерений можно использовать для повышения точности. Возникает потребность в алгоритме обработки *избыточных измерений*.

В [21] показано, что такой алгоритм может быть реализован при решении задачи оценивания по методу наименьших квадратов. Пусть мы имеем вектор результатов измерений Y размерностью N , который линейно зависит от вектора оцениваемых параметров x размерностью n . Для избыточных измерений $n > N$.

$$Y = Hx + \eta, \quad (2.52)$$

где η – вектор ошибок измерения

Суть метода наименьших квадратов состоит в нахождении такой оценки параметров x , при которой минимальна квадратичная форма

$$\varepsilon^2 = (Y - Hx)^T (Y - Hx). \quad (2.53)$$

Дифференцируем ε^2 по x и приравниваем нулю полученную производную:

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial x} = -2H^T (Y - Hx) \Big|_{x=x} = 0.$$

Находим решение данного уравнения, полагая, что матрица $(H^T H)$ невырожденная:

$$x = (H^T H)^{-1} H^T Y. \quad (2.54)$$

Показано [21], что решение (2.54) является необходимым и достаточным условием минимума квадратичной формы (2.53).

Рассмотрим случай, когда навигационная задача решается при помощи псевдодальномерного метода, и измерены псевдодальноности \tilde{D}_i до N спутников ($i = 1, 2 \dots N$). Необходимо определить вектор $x = [x \ y \ z \ D]^T$. Пусть x_0 – некоторое начальное грубое приближение искомого вектора x .

Объединим все измерения \tilde{D}_i в одно векторное $\tilde{D} = D(x) + \eta$. После разложения функции $D(x)$ в ряд в точке x_0 и ряда преобразований [2] получаем, что матрица H в данном случае определяется соотношением

$$H = \left[\frac{\partial D^T(x_0)}{\partial x} \right]^T. \quad (2.55)$$

Соответственно, выражение (2.52) приобретает вид

$$Y = \left[\frac{\partial D^T(x_0)}{\partial x} \right]^T x + \eta.$$

Используя решение (2.54) навигационной задачи по методу наименьших квадратов и возвращаясь к исходным обозначениям, получаем

$$\begin{aligned} x &= (H^T H)^{-1} H^T Y = (H^T H)^{-1} H^T (\tilde{D} - D(x_0) + Hx_0) = \\ &= x_0 + (H^T H)^{-1} H^T (\tilde{D} - D(x_0)) \end{aligned} \quad (2.56)$$

Если число измерений равно числу измеряемых параметров, а матрица H невырожденная, то уравнение (2.56) может быть преобразовано к виду

$$x = x_0 + H^{-1} (\tilde{D} - D(x_0)). \quad (2.57)$$

Для оценки координат потребителя могут быть использованы псевдодальномерный и разностно-дальномерный методы. В литературе [2] показано, что этим методам присуща одинаковая точность, поскольку оптимальные оценки для этих методов совпадают. Аналогичный вывод можно сделать для псевдорадiallyно-скоростного и разностно-радиально-скоростного методов, которые также обеспечивают одинаковую точность оценки вектора потребителя.

2.12. Факторы, влияющие на точность определения вектора потребителя

В реальных условиях на точность определения вектора потребителя влияет множество факторов. Рассмотрим эти факторы применительно к псевдодальномерному методу. Будем полагать, что применяется минимально возможное число измерений, равное количеству неизвестных координат потребителя.

Источники возникновения дальномерной погрешности можно разделить на три группы по их происхождению:

- вносимые контрольно-измерительным комплексом;
- вносимые оборудованием навигационного спутника;
- возникающие на трассе распространения сигнала;
- вносимые приемоиндикатором потребителя.

Первые две группы погрешностей связаны между собой и обусловлены, в основном, неидеальностью частотно-временного и эфемеридного обеспечения НКА. Погрешности частотно-временного обеспечения возникают при сверке и хранении бортовой шкалы времени НКА. Эти погрешности непосредственно и весьма значительно влияют на определение расстояния до спутника. Например, сдвиг излучаемых дальномерных кодов и меток времени на 1 мс соответствует погрешности измерения дальности в 300 км. Стабильность бортовой шкалы времени зависит от стабильности бортового эталона частоты ("атомные часы"). СКО сдвига бортовой шкалы через сутки после коррекции составляет 25,4 нс для цезиевых и 108 нс для рубидиевых эталонов частоты. Требования к СНС таковы, что СКО сдвига бортовой шкалы должно быть не более 10 нс.

Кроме аппаратных методов повышения стабильности шкалы, применяются алгоритмические методы, основанные на известных математических моделях поведения бортовых эталонов, и позволяющие прогнозировать отклонение. Непрогнозируемые отклонения бортовой шкалы времени относительно системной могут достигать 1 нс на интервале в 1 ч. В настоящее время средствами контрольно-измерительного комплекса ведется постоянное наблюдение за бортовыми эталонами каждого НКА, и для каждого из них рассчитывается индивидуальный алгоритм коррекции. В качестве модели, как правило, используется полином второй степени.

К дальномерным погрешностям частотно-временной области можно отнести и погрешности, вносимые групповой задержкой навигационного сигнала в аппаратуре спутника. Групповая задержка

представляет собой интервал времени между выходным навигационным сигналом в фазовом центре передающей антенны и выходным сигналом бортового эталона частоты и времени. Систематическая составляющая групповой задержки измеряется при сборке и калибровке аппаратуры спутника, она индивидуальна для каждого НКА и передается в составе служебного сообщения НКА. Случайная составляющая рассматривается в составе дальномерной погрешности и обычно не превышает 3 нс.

Степень достоверности частотно-временных поправок зависит от их "возраста", т.е. от срока, прошедшего с момента их загрузки в память бортового вычислителя. В ситуации, когда происходит затмение спутника или коррекция его орбиты, возможно длительное отсутствие коррекции. Для уменьшения зависимости от интервала между обновлениями данных применяется режим межспутниковых измерений, реализованный в GPS на спутниках типа Block IIR и подлежащий реализации в ГЛОНАСС на спутниках типа ГЛОНАСС-М.

Для средневысотных СНС имеют значение релятивистские и гравитационные эффекты, обусловленные различиями скоростей НКА и потребителя и гравитационного потенциала в точках расположения НКА и потребителя. Для компенсации релятивистских и гравитационных эффектов в опорную частоту бортового эталона вносят так называемую релятивистскую поправку, уменьшая ее на некоторую величину. Окончательная коррекция осуществляется в аппаратуре потребителя, при помощи поправки, рассчитываемой на основе служебных данных НС [2]:

$$\Delta t_R = Fe\sqrt{a} \sin E,$$

где $F = -2\sqrt{\mu}/c^2$; μ – универсальная гравитационная постоянная Земли; c – скорость света; a и e – большая полуось и эксцентриситет орбиты спутника; E – эксцентрическая аномалия.

Погрешности в определении параметров НКА и непрогнозируемые смещения НКА относительно экстраполированной орбиты приводят к возникновению *эфемеридных* погрешностей. Наряду с погрешностью бортовой шкалы времени, эфемеридные погрешности могут быть представлены, как компонент *эквивалентной дальномерной погрешности (ЭДП)*. Для СНС ГЛОНАСС суммарная ЭДП, вносимая контрольно-измерительным комплексом и НКА по самым негативным оценкам не превышает 9,2 м. Для GPS среднеквадратическое значение одной лишь эфемеридной составляющей ЭДП составляет примерно 1 м.

Общие принципы функционирования спутниковых НС

Погрешности, возникающие на трассе распространения сигнала относятся к наименее предсказуемым и в силу этого могут значительно влиять на точность местоопределения. Атмосфера Земли способна влиять на распространение радиоволн, причем это влияние не всегда поддается прогнозированию. Рефракция радиоволн (искривление пути распространения) вносит дополнительные задержки сигнала. На распространение радиоволн влияют тропосфера, расположенная у поверхности Земли и до высоты в 12 – 18 км, и ионосфера, представляющая собой слой атмосферы от 60...100 и до 500...1000 км.

Рефракция сигналов НКА в тропосфере обусловлена неоднородностями и изменением диэлектрической проницаемости с высотой. Значение тропосферной рефракции зависит от факторов, влияние которых хорошо изучено и поддается прогнозу (влажность воздуха, давление, температура). С точки зрения влияния на распространение радиоволн, тропосферу рассматривают как смесь сухого воздуха и водяных паров. Показатели преломления для этих компонентов точно измерены. Зная влажность воздуха, можно рассчитать значение коэффициента преломления для смеси. Для средних метеоусловий тропосферная погрешность может быть спрогнозирована, как

$$\Delta t_t \approx \frac{K_t}{\sin \beta} \int_0^{S_t} (n-1) dS, \quad (2.58)$$

где K_t – параметр, характеризующий состояние тропосферы, β – угол места НКА, n – коэффициент преломления радиоволн, S_t – протяженность тропосферного участка трассы радиосигнала.

При малых углах места тропосферная рефракция (и ионосферная тоже) достигает максимума, так как радиоволны проходят при таких углах наибольший путь. Поэтому в приемоиндикаторах принимают во внимание только те спутники, которые находятся выше, чем так называемый *угол маски* величиной 5...10°.

Рефракция в ионосфере также обусловлена неоднородностями и изменением диэлектрической проницаемости с высотой. Задержка сигнала с частотой f может быть аппроксимирована, как

$$\Delta t_i = \frac{a}{f^2} + \frac{b}{f^3} + \frac{c}{f^4} + \dots \approx \frac{a}{f^2}, \quad (2.59)$$

Экспериментально подтверждено, что вторым и третьим слагаемыми можно пренебречь. Для рабочих частот СНС ГЛОНАСС и GPS их значения оцениваются соответственно, как 0,08 нс и 0,25 нс.

Основная проблема при компенсации ионосферной задержки состоит в том, что значение задержки очень широко меняется в зависимости от региона, в котором расположен приемник, времени суток и года, солнечной и геомагнитной активности. Значения задержки лежат в диапазоне 5...500 нс, среднее значение составляет 5...10 нс ночью и 30...50 днем для углов места, близких к 90°. С приближением к углу маски ионосферная задержка возрастает в 2 – 3 раза. Обычно ночным влиянием ионосферы пренебрегают. Известно [24], что ионосферные задержки наиболее сильны на низких широтах.

Ионосферные задержки необходимо учитывать, если необходимо достичь точность определения координат больше 8 м. В СНС GPS для этой цели применяется постоянный мониторинг состояния ионосферы, для чего используются все доступные методы, включая наблюдение за солнечной активностью, прямые и косвенные методы измерения концентрации свободных электронов в ионосфере, а также аппаратное измерение задержки сигнала GPS на различных станциях слежения. На основании собранных данных вычисляются коэффициенты, позволяющие потребителю смоделировать в приемнике условия распространения сигнала в ионосфере. Более скромная наземная инфраструктура СНС ГЛОНАСС не позволяет в данное время организовать мониторинг ионосферной задержки в различных регионах Земли.

Существуют методы определения и учета ионосферной задержки на стороне потребителя:

- метод моделирования трассы;
- двухчастотные измерения;
- избыточные одночастотные измерения.

Первый метод широко применяется в одночастотных приемниках. Коэффициент a , входящий в соотношение (2.59) и зависящий от концентрации свободных электронов в ионосфере, известен лишь приблизительно. Поэтому точность расчетов ограничена. Если использовать значение так называемых коэффициентов модели ионосферы α и β , передаваемых в навигационном сообщении, то ионосферную погрешность удастся уменьшить лишь наполовину при условии приемлемого объема вычислений. Расчет сложной параметрической модели в стационарных условиях позволяет снизить влияние ионосферной погрешности на 60...70%. Коэффициенты модели ионосферы обновляются раз в 10 дней, но могут обновляться чаще в периоды повышения солнечной активности.

Двухчастотный метод основан на эффекте рефракции сигналов

Общие принципы функционирования спутниковых НС

в ионосфере. Эффект проявляется в том, что при распространении сигналов с разной несущей частотой вносится разная ионосферная задержка. При использовании двухчастотного метода измеряют дальности на двух частотах, $D(f_1)$ и $D(f_2)$. Затем вычисляют разность задержек этих сигналов в ионосфере $\delta t_i = D(f_1) - D(f_2)$, равную разности дополнительных групповых задержек в ионосфере на частотах f_1 и f_2 . Существует соотношение

$$\Delta t_{i1} = \delta t_i \frac{1}{(f_1/f_2)^2 - 1} \approx \begin{cases} 1,531 \delta t_i, & \text{для ГЛОНАСС;} \\ 1,546 \delta t_i, & \text{для GPS;} \end{cases}$$

где $f_1/f_2 = 9/7 \approx 1,2857$ для ГЛОНАСС и $f_1/f_2 = 77/60 \approx 1,283$ для GPS – значения, применяемые для коррекции псевдодальности, измеренной на частоте f_1 . Рефракция в ионосфере вносит погрешность и в измерение скорости потребителя. Погрешность измерения скорости может быть скорректирована по аналогии с коррекцией погрешности псевдодальности, измерением псевдодоплеровского сдвига на двух частотах и подстановкой результатов измерений в соотношение

$$\Delta f_{i1} = \delta f \frac{f_1 - f_2}{f_2} \approx \begin{cases} 3,5 \delta f & \text{для ГЛОНАСС} \\ 3,534 \delta f & \text{для GPS} \end{cases}$$

Двухчастотный метод позволяет свести ионосферную погрешность к десяткам сантиметров, но усложняет аппаратуру потребителя и увеличивает составляющую погрешности, обусловленную радишумами.

В соответствии с методом избыточных одночастотных измерений проводят измерения по нескольким (более восьми) НКА. Влияние ионосферы удается ощутимо снизить за счет усреднения пространственных характеристик ионосферы.

К погрешностям, возникающим на трассе распространения сигнала, можно отнести погрешности, возникающие по причине *многолучевого распространения*. В реальных условиях на вход приемника обычно поступает не только прямой сигнал со спутника, но и множество переотраженных сигналов от соседних зданий, морской и земной поверхностей. Причем, в некоторых случаях, уровень отраженного сигнала может оказаться сопоставимы с уровнем прямого. Влияние отраженных сигналов особенно заметно для авиационных потребителей, которые находятся на большом расстоянии от отражающих объектов, так как в этом случае возрастает разность между задержками прямого и отраженного сигналов.

Из-за одновременного поступления на антенну приемоиндикатора нескольких переотраженных сигналов возможна их взаимная интерференция и срыв слежения фазовых систем. Наиболее тяжелая картина многолучевого приема возникает в городских условиях, в окружении высотных зданий, когда погрешность может достигать 100 м. Для снижения погрешности в приемниках стандартной точности применяются узкополосные корреляторы, уменьшающие погрешность до 10 м. Использование сигналов высокой точности снижает погрешность многолучевого приема до 3 м.

Следующим, по порядку прохождения сигнала, источником дальномерных погрешностей является схема приемоиндикатора. Основным источником погрешностей являются схемы слежения за задержкой огибающей и несущей сигнала. Принято различать *шумовые* и *динамические* погрешности. Огибающей сигнала НКА является двоичная ПСП. Шумовая погрешность некогерентной схемы слежения за задержкой ПСП имеет СКО [2]

$$\sigma = \tau_s \sqrt{\frac{B_t}{P/N_0} + \frac{B_t B_r}{(P/N_0)^2}},$$

где τ_s – длительность элементарного символа ПСП; B_t – односторонняя ширина полосы пропускания схемы слежения за задержкой; B_r – односторонняя ширина полосы пропускания тракта промежуточной частоты; P/N_0 – отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума на входе приемника. Динамическую составляющую погрешности приемоиндикатора можно оценить, как

$$\varepsilon_d = 1,12\tau / 4B_t^2,$$

где τ – задержка сигнала.

На точность определения пространственно-временных координат потребителя оказывает влияние взаимное расположение НКА и потребителя. Следовательно, возникает задача выбора оптимального рабочего созвездия НКА, при котором обеспечивается заданная точность измерений. Существует такое понятие, как *коэффициент геометрии* K_G , являющийся мерой уменьшения точности навигационных определений из-за особенностей взаимного расположения НКА и потребителя.

Коэффициент геометрии численно определяется для случая, когда погрешности определения псевдодальностей до четырех НКА равновелики и некоррелированы, и в общем случае описывается выражением

$$K_G = [\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 + \sigma_t^2]^{1/2} / \sigma_D, \quad (2.60)$$

где σ_D – дисперсия измерения псевдодальностей. Выражение (2.60) может быть записано в другом виде:

$$K_G^2 = K_{GP}^2 + K_{GT}^2, \quad (2.61)$$

где $K_{GP} = [\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2]^{1/2} / \sigma_D$ – пространственный коэффициент; $K_{GT} = \sigma_t / \sigma_D$ – временной коэффициент. В свою очередь, пространственный коэффициент может быть разбит на составляющие, характеризующие точность определения координат потребителя в горизонтальной и вертикальной плоскостях:

$$K_{GP}^2 = K_{GH}^2 + K_{GV}^2, \quad (2.62)$$

где $K_{GH} = [\sigma_x^2 + \sigma_y^2]^{1/2} / \sigma_D$ – горизонтальный коэффициент; $K_{GV} = \sigma_z / \sigma_D$ – вертикальный коэффициент. Последние коэффициенты используются чаще, так как точность местоопределения считается основной характеристикой СНС. Показано [23, 24], что минимальное значение $K_{GP} = 1,5$ достигается, когда потребитель находится в центре правильного тетраэдра. Если потребитель находится на поверхности Земли или возвышается пренебрежимо мало, то минимальное значение $K_{GH} = 1,63$ достигается, когда один НКА расположен в зените, а три остальных равномерно распределены в горизонтальной плоскости, когда объем тетраэдра максимален. СНС присущи периоды неудачного расположения НКА, которые длятся от 5 до 30 мин. В такие периоды геометрический фактор значительно возрастает.

2.13. Дифференциальная подсистема

Спутниковые навигационные системы позволяют определить координаты потребителя с точностью порядка 10...15 метров. Но в ряде случаев требуется более высокая точность определения. К таким случаям относятся геодезические измерения и картография, строительные работы, точная проводка судов в береговой зоне, навигация в городских условиях и т.д. Добиться существенного увеличения точности определения координат (до единиц и долей сантиметра) удастся при помощи функционального дополнения к СНС, называемого *дифференциальной подсистемой*.

Основу дифференциальной подсистемы составляет наземная контрольно-корректирующая станция (ККС), координаты которой известны и определены с большой точностью. Как правило, в подобных случаях говорят о координатах фазового центра приемной антенны. Путем сравнения измеренных значений псевдодальностей до спутников с достоверными значениями, вычисленными на основе полученной от главной станции информации об орбитах НКА, вычисляются поправки к псевдодальностям. Полученные значения поправок передаются потребителям по специально выделенным линиям передачи данных. Потребитель должен иметь соответствующий приемник, оснащенный модулем для приема радиосигналов ККС.

Как правило, расстояние между потребителем и наземной ККС пренебрежимо мало по сравнению с расстоянием до НКА. Поэтому с большой долей приближения можно считать, что на расстояниях до 200 – 300 км потребитель и ККС находятся в идентичном по всем параметрам навигационном поле. Следовательно, поправки, вычисленные для ККС, справедливы и для потребителя. Так, при расстоянии между ККС и потребителем, составляющем 100 км, погрешность определения координат потребителя, вызванная непостоянством ошибок псевдодальности в пространстве составляет единицы сантиметров, а при расстоянии до ККС порядка 1000 км – десятки сантиметров. На практике стараются располагать ККС не далее 500 км от целевых потребителей.

Принято различать широкозонные, региональные и локальные дифференциальные подсистемы, хотя такое деление зачастую является условным.

Широкозонные дифференциальные подсистемы (ШДПС). Основой широкозонной подсистемы является сеть специальных широкозонных ККС, информация о поправках с которых передается на главную станцию. После дополнительной проверки на главной станции вырабатывается комплекс общих поправок и сигналов целостности. Выработанные сигналы передаются, как правило, на геостационарные спутники, с которых транслируются на приемники потребителей. Применение геостационарных спутников позволяет обеспечить радиус рабочей зоны порядка 5000...6000 км. Достаточно часто ККС, входящие в состав широкозонной подсистемы, обеспечивают и локальный сервис с применением дополнительных каналов передачи данных.

Примером развитой ШДПС может являться сервис, предостав-

Общие принципы функционирования спутниковых НС

ляемый компанией "OmniSTAR" (подразделение корпорации "Fugro"). В данном случае поправки транслируются на всю поверхность земного шара через созвездие геостационарных спутников. Сервис является платным. Для клиента, заявившего о приблизительной зоне своего местонахождения, формируется комплекс индивидуальных поправок, именуемый *виртуальной базовой станцией* (VBS). Могут быть сформированы VBS с континентальным, региональным и локальным охватом.

Региональные дифференциальные подсистемы (РДПС) имеют диаметр зоны обслуживания от 400 до 2000 км и предназначены для навигационного обеспечения отдельных регионов континента или моря/океана. В состав РДПС входят одна или несколько ККС, а также аппаратура контроля целостности и средства передачи данных потребителю. Эти данные вырабатываются либо на главной станции, либо непосредственно на ККС.

Локальные дифференциальные подсистемы (ЛДПС) функционируют при дальностях до потребителя в диапазоне 50...200 км и обычно имеют в своем составе одну ККС, аппаратуру управления и контроля целостности и средства передачи данных. В качестве аппаратуры передачи данных ЛДПС часто применяют имеющиеся радиомаяки, уплотняя их сигнал и включая в него данные от ЛДПС. Такое решение обосновано экономически, но сигнал радиомаяков, часто работающих в средневолновом диапазоне, весьма подвержен помехам и не позволяет передавать данные с большой скоростью.

Локальные дифференциальные подсистемы обычно разделяют по способу их применения на морские, авиационные и геодезические. Морские ЛДПС предназначены для обеспечения мореплавания в проливах, каналах, акваториях портов и гаваней. Авиационные ЛДПС обеспечивают точный заход на посадку и посадку воздушного судна в соответствии с требованиями ИКАО к посадке по категориям. Геодезические ЛДПС используются при проведении исследований движения земной коры, землемерных, крупных строительных и иных специальных работ.

Псевдоспутники (псевдолиты). Возможна разновидность дифференциальной подсистемы, когда передаваемые потребителю сигналы с поправками и другой информацией привязаны к местной шкале времени. После учета поправок шкала времени потребителя также оказывается привязанной к местной шкале времени, следовательно принятые потребителем сигналы дифференциаль-

ной подсистемы являются источником информации о взаимной дальности и скорости потребителя относительно дифференциальной станции [1].

Если дифференциальная станция излучает сигнал, аналогичный сигналу НКА, она называется псевдоспутником (псевдолитом). Наиболее очевидным и частым примером применения псевдоспутников является выведение самолетов на посадочную глиссаду. При неудачном расположении НКА наличие псевдоспутников позволяет снизить значение геометрического фактора в вертикальной плоскости в 6...8 раз и в горизонтальной плоскости в 3...4 раза.