

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
ИМ. С. П. КОРОЛЕВА

В. Д. КУЗЕНКОВ

СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОНАВИГАЦИИ

Утверждено
редакционно-издательским
советом института
в качестве
учебного пособия

КУЙБЫШЕВ 1987

Кузенков В. Д. **Спутниковые системы радионавигации**: Учебное пособие.—Куйбышев: КуАИ, 1987.—108 с.

Рассматриваются принципы действия и особенности построения спутниковых систем радионавигации (СРНС). Основное внимание уделяется средневысотным СРНС второго поколения. Предназначается для студентов радиотехнических специальностей и для слушателей ФПКИ.

Табл. — 3, ил. — 48, библиогр. — 9 назв.

Рецензенты С. М. Тоскин,
В. А. Глазунов

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ РАДИОНАВИГАЦИИ

1.1. ХАРАКТЕРНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И СОСТАВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ РАДИОНАВИГАЦИИ (СРНС)

В спутниковых системах, подобно наземным позиционным радионавигационным системам (РНС), местоположение объектов (пользователей РНС) определяется относительно известных ориентиров — радионавигационных точек (РНТ). Опорными РНТ в СРНС служат навигационные спутники, на которых размещается соответствующая радионавигационная аппаратура. В отличие от наземных систем, такие РНТ не имеют фиксированных географических координат и находятся в постоянном орбитальном движении.

Благодаря космическому базированию РНТ в СРНС обеспечиваются качественно новые, более высокие характеристики и параметры, практически недостижимые в наземных системах.

Главными достоинствами СРНС являются:

возможность равноточного местоопределения в пределах всего Земного шара, т. е. практическая неограниченность рабочей зоны;

высокая точность измерения трехмерных координат местоположения и вектора скорости подвижных объектов вне зависимости от метеорологических условий, времени суток и года; неограниченная пропускная способность, высокая помехозащищенность и скрытность работы пользователей системы.

СРНС присущи также негативные качества, наиболее существенными из которых являются сложность систем и большие экономические затраты на их разработку, изготовление и эксплуатацию. Следствием переноса РНТ из наземных точек с фиксированными координатами в точки, совершающие орбитальное движение, явилось существенное изменение структуры СРНС, включение в них дополнительных специфических подсистем, обеспечивающих нормальное функционирование системы.

Для определения местоположения подвижного объекта (пользователя) по радиосигналам спутников необходимо точно знать текущее положение спутников. Движение спутников происходит по траекториям, близким к опорным орбитам, и в первом приближении подчиняется законам небесной механики. Вместе с тем истинное движение спутника может заметно отличаться от кеплеровского движения под воздействием различного рода возмущений: аномалий гравитационного поля Земли, гравитационного влияния Луны и Солнца, лобового сопротивления атмосферы, солнечного ветра и других факторов. Приемлемая для практики точность, исключение накопления ошибок могут быть обеспечены только при условии учета отклонений истинной траектории от опорной орбиты. С этой целью в СРНС организуется постоянное наблюдение (слежение) за спутниками системы и контроль их местоположения. На основании полученных данных рассчитываются эфемериды — прогнозируемые на некоторое время вперед параметры возмущенной орбиты. Эфемеридная информация периодически передается на борт космических аппаратов (КА) и хранится в бортовой аппаратуре спутников. В полете спутники излучают радионавигационные сигналы, в которые включается информация о их текущих координатах. Эта информация в аппаратуре пользователя наряду с измеренными навигационными параметрами используется при решении навигационной задачи.

Таким образом, одна из наиболее существенных особенностей спутниковых РНС состоит в том, что для их нормального функ-

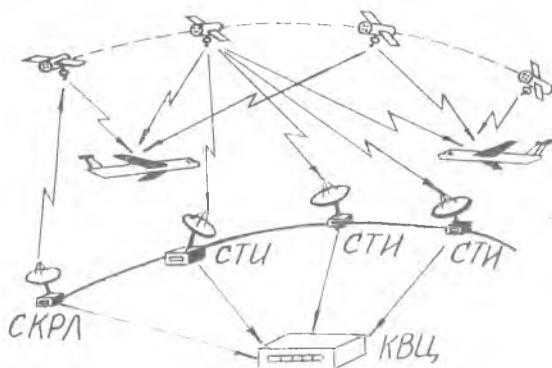


Рис. 1.1. Схема взаимодействия подсистем СРНС: СКРЛ — станция командной радиолинии, СТИ — станции траекторных измерений, КВЦ — координационно-вычислительный центр

ционирования принципиально необходима наземная система обеспечения, выполняющая функции наблюдения, контроля за движением спутников, планирования, управления, передачи эфемерид и команд.

СРНС как система включает в себя ряд подсистем. Из них основными являются подсистема навигационных КА с размещенной на них аппаратурой (АКА), подсистема аппаратуры пользователей (АП) и наземный командно-измерительный комплекс (КИК). Взаимодействие этих подсистем схематично показано на рис. 1.1. [1, 2].

Кроме этого, для развертывания системы, восполнения спутников, выработавших свой ресурс, необходимы средства доставки КА на орбиту. Эти задачи решает космодром с соответствующими службами. Однако службы космодрома непосредственно не участвуют в навигационных измерениях. Поэтому мы ограничимся лишь упоминанием о функциях этой подсистемы.

1.2. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СРНС

Ознакомимся с функционированием СРНС по обобщенной структурной схеме системы (рис. 1.2).

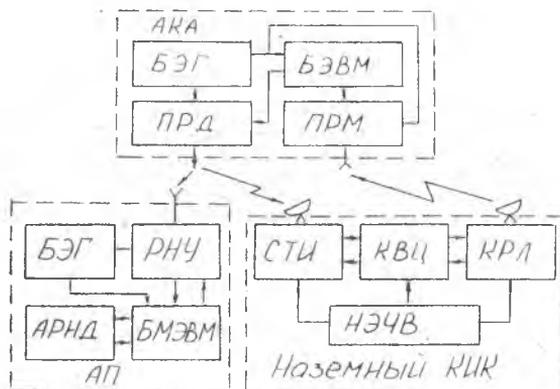


Рис. 1.2. Обобщенная структурная схема СРНС: БЭГ—бортовой эталонный генератор, БЭВМ—бортовая ЭВМ, ПРД—передатчик, ПРМ—приемник, АКА—аппаратура КА, РНУ—радионавигационное устройство, БМЭВМ—бортовая микроЭВМ пользователя, АРНД—автономные радионавигационные датчики, АП—аппаратура пользователя, СТИ—станции траекторных измерений, КВЦ—координационно-вычислительный центр, КРЛ—командная радиолиния, НЭЧВ—наземный эталон частоты и времени, КИК—командно-измерительный комплекс

Основными элементами навигационной аппаратуры спутника являются эталонный генератор частоты и времени, бортовая ЭВМ, бортовой передатчик, приемник командной радиолинии, антенное устройство.

В аппаратуре спутника высокостабильный эталонный генератор частоты и времени является хронизатором, обеспечивающим согласованную работу всех бортовых устройств. Этот генератор используется в качестве задающего при формировании радионавигационного сигнала, а также для создания шкалы времени бортовых часов спутника. Бортовые часы служат, в частности, для привязки эфемеридной информации к шкале времени. В бортовую ЭВМ закладываются алгоритмы формирования сигналов, управления функционированием аппаратуры. В памяти ЭВМ хранится таблица эфемерид, фрагменты которой, соответствующие текущему положению спутника на орбите, извлекаются по мере необходимости. ЭВМ взаимодействует со всеми бортовыми устройствами и управляет их работой. Служебная информация и команды управления поступают от КИК по радиолинии передачи данных и вводятся в ЭВМ.

Радионавигационные сигналы генерируются и формируются в радиопередающем устройстве и излучаются антенной в сторону Земли. Аппаратура пользователя имеет в своем составе антенну, приемоизмерительное радионавигационное устройство, эталон частоты и времени, ЭВМ. В приемнике осуществляются операции фильтрации сигналов из помех, декодирования, измерения их информативных параметров, выделения эфемеридной информации. На основании полученных данных с помощью ЭВМ решается задача местоопределения пользователя. При этом может использоваться также информация от других автономных навигационных датчиков: радиовысотомера, доплеровского измерителя скорости, инерциальной системы навигации.

В состав наземного КИК входят система станций траекторных измерений, передающие станции командной радиолинии, координационно-вычислительный центр и наземный эталон частоты и времени.

Эталонный генератор служит датчиком единого системного времени, с которым сверяются бортовые часы спутников. Слежение за спутниками и прием телеметрической информации ведется с помощью разветвленной сети станций траекторных измерений (станций слежения). Траекторные и телеметрические данные, поступившие из различных пунктов наблюдения, обрабатываются координационно-вычислительным центром (КВЦ). КВЦ осуществляет прогнозирование движения спутников и отклонения их бортовых часов относительно шкалы единого системного времени, производит расчет эфемерид и поправок бор-

товых шкал времени, формирует служебную информацию для спутников и команды управления спутниковыми системами. Служебная информация и команды периодически передаются на борту спутников по командной радиолинии.

В существующих в настоящее время СРНС аппаратура спутников работает в пассивном, радиомаячном режиме без запроса со стороны АП. В таком случае передатчики спутников автономно излучают сигналы. Информативные параметры радионавигационных сигналов в каждой точке окружающего пространства зависят от координат этой точки. Аппаратура пользователя зондирует созданное таким образом радионавигационное поле, принимает сигналы спутников, выделяет из них и измеряет информативные параметры. В результате пользователь получает информацию о своем местоположении относительно текущего положения спутников.

Для передачи текущих координат спутника в его аппаратуре формируется навигационное (информационное) сообщение, которым модулируется излучаемый сигнал. В навигационное сообщение включаются данные о текущем времени, эфемериды, соответствующие этому времени, а также другая информация, зависящая от способа функционирования СРНС.

Применительно к навигационному сообщению канал спутник-пользователь представляет собой радиолинию передачи информации, в которой излучаемое спутником колебание является переносчиком модулирующего сигнала.

Благодаря использованию пассивного режима работы в СРНС обеспечиваются неограниченная пропускная способность и скрытность пользователей. Так как в пассивных системах аппаратура спутника не загружается запросными сигналами пользователей, то число одновременно обслуживаемых пользователей может быть неограниченно большим. С другой стороны, навигационная работа без запросного сигнала не приводит к демаскированию пользователей.

Приведенные сведения в равной степени относятся к СРНС разных видов. Вместе с тем, известные СРНС существенно различаются по принципу действия, составу системы, способам функционирования аппаратуры, параметрам, характеристикам и стоимости. Особенности конкретных СРНС рассматриваются ниже.

1.3. ВЛИЯНИЕ ВЫСОТЫ ОРБИТ СПУТНИКОВ НА ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СРНС

Навигационные спутники размещаются на круговые орбиты. Выбор высоты орбиты в СРНС имеет принципиальное значение, так как с высотой непосредственно связаны структура и функ-

ционирование системы, точность, экономические затраты и другие параметры.

От высоты орбиты зависят скорость движения КА, его период обращения вокруг Земли, время нахождения спутника в зоне радиовидимости пользователя, а также характер и степень воздействия возмущений на движение КА по орбите.

Применительно к СРНС различают орбиты низкие ($H = 750...5000$ км), средние ($H = 13000...22000$ км) и высокие геостационарные ($H = 36100$ км). Соответственно этому СРНС разделяются на низко-, средне- и высокоорбитальные. Рассмотрим особенности этих систем.

На низкой орбите спутник имеет максимальную скорость движения, малый период обращения вокруг Земли. Для высоты $H = 1100$ км эти величины составляют 7,3 км/с и 107 мин. При таких параметрах движения время пребывания спутника над радиогоризонтом в каждом периоде обращения оказывается небольшим и составляет 15—20 мин. Этими параметрами также предопределяется целесообразность применения метода местоопределения по одному спутнику. При работе по одному спутнику используется эффект движения спутника по априори известной орбите. При достаточно большой скорости этого движения за малое время сеанса навигационных измерений получают большую информацию, по объему эквивалентную нескольким независимым измерениям навигационных параметров. Иначе, быстро перемещающийся относительно пользователя спутник оказывается эквивалентным совокупности РНТ, занимающих некоторые положения на орбите последовательно во времени.

Режим работы по одному спутнику не требует жесткой координации движения КА подсистемы спутников.

В низкоорбитальных СРНС используются или существуют проекты применения дальномерных, угломерных и радиально-скоростных методов местоопределения. Вместе с тем в получивших наибольшее распространение системах ограничиваются измерением доплеровской частоты. Рассмотрим принципиальную сущность измерения координат по доплеровской частоте.

Скорость движения спутника на низкой орбите для большинства пользователей многократно превышает скорость их собственного движения. Поэтому в доплеровском смещении частоты составляющая, обусловленная движением спутника, имеет преобладающее значение. Так как закономерность движения спутника на орбите априори известна, то и характер изменения во времени доплеровского смещения частоты также оказывается известным. Однако эта закономерность доплеровской частоты для каждой точки пространства зависит также от пространст-

венного положения точки наблюдения относительно орбиты КА. Это обстоятельство используется при измерении координат. Для иллюстрации сказанного обратимся к рис. 1.3. На рис. 1.3,а схематично показана геометрия движения спутника относительно неподвижного пользователя, а на рис. 1.3,б — закономерность доплеровской частоты. Ясно, что в момент времени t_4 , когда доплеровская частота принимает нулевое значение, направление на спутник совпадает с тангенциальным направлением к орбите. Таким образом определяется угловое положение пользователя относительно орбиты КА.

Приведенные сведения указывают лишь на принципиальную возможность определения координат пользователя путем измерения доплеровского смещения частоты излучаемого спутником сигнала. Помимо этого, существуют также более сложные и эффективные алгоритмы частотно-доплеровских измерений, позволяющие за один навигационный сеанс произвести двух- или трехмерное местоопределение (см. раздел 1.5). Нетрудно видеть, что собственное движение пользователя при таких измерениях приводит к ошибкам определения координат. Для компенсации этих ошибок обычно производится измерение скорости собственного движения с помощью сторонних навигационных датчиков.

Движение низковысотных спутников в наибольшей степени подвержено воздействию возмущающих факторов, из которых максимальный вес имеют аномалии сил земного тяготения и лобовое сопротивление атмосферы. Поэтому в низкоорбитальных СРНС сложно обеспечить высокоточное и достаточно долговременное прогнозирование отклонений возмущенной орбиты от

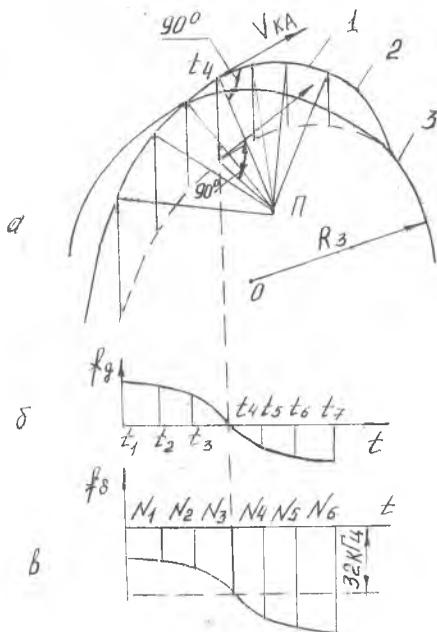


Рис. 1.3. Геометрия движения спутника и закономерность доплеровской частоты: 1 — орбита КА, 2 — проекция орбиты на земную поверхность, 3 — линия горизонта, П — пользователь

спорной. Такие системы обладают высокой, но пониженной точностью по сравнению, например, со средневысотными системами. Эфемеридные ошибки составляют одну из причин этого снижения точности.

Перейдем к средне- и высокоорбитальным системам. Время обращения спутника, расположенного на высокой геостационарной орбите, равно периоду суточного вращения Земли. Такой спутник не совершает движения относительно земной поверхности, как бы «висит» над некоторой точкой экватора. Средневысотные спутники сравнительно медленно движутся относительно земной поверхности, имеют большой период обращения (12 ч. при $H = 20000$ км), длительное время находятся над радиогоризонтом. При таких параметрах движения пространственное положение спутников за время сеанса навигационных измерений изменяется незначительно. Это означает, что в среднеорбитальных (а также высокоорбитальных) СРНС для определения координат необходимо использовать сигналы нескольких спутников, одновременно находящихся в пределах зоны радиовидимости пользователя. Ясно, что подсистема спутников в этом случае представляет собой сеть КА с взаимно скоординированным движением. Для измерения навигационных параметров в среднеорбитальных СРНС могут использоваться дальномерные и радиально-скоростные методы. Угломерные методы в таких системах не эффективны, так как при больших расстояниях между пользователем и спутником малые ошибки в измерении угла приводят к существенным ошибкам в определении координат. При этом оказывается, что требования к точности радиопеленгаторов многократно превышают практически достижимые значения.

С увеличением высоты орбиты снижается совокупное влияние возмущающих факторов на движение спутника. В частности, торможение спутника на высоте 10000 км по сравнению с высотой 1000 км уменьшается более чем в 10^6 раз. Уменьшается также влияние гравитационных аномалий Земли. Несмотря на возрастающее влияние гравитационных сил Луны и Солнца, в общем эфемеридные ошибки в среднеорбитальных СРНС оказываются меньше, чем в низкоорбитальных системах.

Нетрудно видеть, что сетевые СРНС являются системами непрерывного действия. Эти системы допускают непрерывную выдачу (в любой произвольный момент времени) навигационных данных, поскольку в зоне радиовидимости пользователей, находящихся в любой точке земной поверхности (околоземного пространства), всегда располагается нужное число спутников. Системы, обладающие такими возможностями, относятся к категории глобальных (ГСРНС).

СРНС с определением по одному спутнику, наоборот, являются системами дискретного, точнее, прерывистого действия. Навигационные определения в них могут производиться только лишь через некоторые интервалы времени, определяемые периодичностью появления спутников над радиогоризонтом. Такие системы, по сути дела, не могут служить самостоятельными средствами навигации и должны применяться в совокупности с РНС, основанными на других физических принципах, для их периодической коррекции. По этой причине СРНС дискретного действия, несмотря на их неограниченную в пределах всего Земного шара зону действия, не относят к глобальным системам.

Анализ влияния высоты спутников на параметры с РНС будет неполным без учета экономического фактора. Затраты на изготовление и вывод спутников на орбиту возрастают с увеличением высоты. В 70-е гг. стоимость высокоорбитального спутника превышала стоимость низкоорбитального примерно в 8 раз [3].

При выборе высоты орбиты и количества спутников СРНС учитываются различные требования и обстоятельства: требование глобальности навигации; условия минимизации ошибок, эфемеридной и обусловленной геометрическим фактором; экономические затраты и другие. Не вдаваясь в подробности, отметим, что геометрическим фактором определяются соотношения ошибок измерения навигационных параметров (дальности, например) с ошибками местоопределения (координат) пользователя. Малые величины параметров геометрического фактора указывают на благоприятное с точки зрения решения навигационной задачи геометрическое положение спутников.

Типичной глобальной СРНС является система Навстар. Подсистема спутников этой СРНС состоит из 18 КА. Типичным представителем систем с навигационными определениями по одному спутнику является СРНС Транзит. Ее подсистема спутников имеет 5—6 КА [2, 4].

1.4. ДИАПАЗОН РАБОЧИХ ВОЛН.

ВЛИЯНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН И ДРУГИХ ФИЗИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ НА РАБОТУ СРНС

Существует ряд физических явлений и эффектов, влияние которых приводит в СРНС к возникновению погрешностей, не связанных с инструментальной точностью аппаратуры. К таким эффектам относятся: эффект отклонения распространения радиоволн в атмосфере от прямолинейного и равномерного; релятивистские эффекты; воздействие возмущающих сил на движение спутника на орбите.

Выше отмечалось, что влияние последнего из этих явлений на работу СРНС столь значительно, что потребовалась организация специальной подсистемы наземного обеспечения—командно-измерительного комплекса. Для учета других ошибок, в частности, обусловленных условиями распространения радиоволн, могут использоваться методы аппаратурной компенсации, также приводящие к значительному усложнению СРНС.

Особенности распространения радиоволн в атмосфере тесно связаны с используемым диапазоном радиоволн. Поэтому рассмотрим вначале предпосылки, в соответствии с которыми выбираются рабочие частоты СРНС.

Диапазон рабочих волн. Земная атмосфера обладает свойством частотной избирательности, вследствие чего электромагнитные волны не всех частот проходят через нее с малым ослаблением. Кроме оптического диапазона волн атмосфера прозрачна для диапазона радиочастот, именуемого радиоокном, от 10 МГц до 20 ГГц, ограниченного снизу ионосферными критическими частотами и сверху — частотами, поглощаемыми атмосферными газами (кислородом, водяными парами) и дождем.

На основе международного регламентирования для использования и развития электронных средств воздушной навигации и любого непосредственно связанного с ними наземного и космического оборудования выделены следующие диапазоны частот: узкие полосы вблизи 150 и 400 МГц, полосы частот 960...1215, 1535...1660, 4200...4400, 5000...5250 и 15400...15700 МГц, а также диапазон частот вблизи 10 ГГц. Узкие полосы частот вблизи 150 и 400 МГц отведены для доплеровских РНС. На этих частотах работают низкоорбитальные РНС, в которых используются доплеровские методы измерения. В глобальных средневысотных СРНС используются диапазоны частот 960...1215 и 1535...1660 МГц. Как видно, глобальные СРНС работают на дециметровых, а низкоорбитальные — на метровых и дециметровых волнах.

Особенности распространения радиоволн и ошибки распространения. Атмосфера Земли вдоль трассы распространения радиоволн от спутника к пользователю СРНС существенно неоднородна. В ней различают два основных слоя: тропосферу (0—100 км) и ионосферу (100—1000 км). Физические параметры ионосферы и тропосферы подвержены регулярным и случайным изменениям во времени и в пространстве.

При распространении радиоволн в неоднородной диспергирующей среде (ионосфере) групповая скорость радиоволн и вид траектории распространения зависят от параметров этой среды, в основном от ее показателя преломления. Возникающие при этом искривление траектории и дополнительная задержка рас-

пространения. являются источниками ионосферных ошибок. Ионосферные ошибки связаны с наличием на трассе сигнала слоя свободных электронов, плотность которого зависит в основном от интенсивности солнечного света. Плотность слоя электронов подвержена регулярным (сезонным) и случайным изменениям. Случайная составляющая сильно коррелирована с флюктуациями солнечной радиации и активностью образования солнечных пятен. Используя данные об этих явлениях, представляется возможным вычислять поправку на задержку с достаточно высокой точностью.

Ионосферная задержка зависит также от угла места спутника относительно пользователя. В отсутствие коррекции величина ионосферной ошибки измерения дальности может быть весьма значительной (десятки метров). Для аппаратурной коррекции ионосферных ошибок дальности и скорости используется зависимость задержки и доплеровского смещения частоты от несущей частоты. Эта коррекция производится путем измерения дальности и скорости на двух частотах f_1 и f_2 . Ионосферные ошибки исключаются за счет удвоения числа измерений навигационных параметров. Для этого решаются системы уравнений

$$D_1 = D + \gamma_1 / f_1; \quad D_2 = D + \gamma_1 / f_2 \quad (1.1)$$

и

$$\dot{D}_1 = \dot{D} + \gamma_2 / f_1; \quad \dot{D}_2 = \dot{D} + \gamma_2 / f_2, \quad (1.2)$$

где D , \dot{D} — истинные дальность и радиальная скорость; D_1 , \dot{D}_1 — измеренные дальность и радиальная скорость на частоте f_1 ; D_2 , \dot{D}_2 — то же, но на частоте f_2 ; γ_1 , γ_2 — коэффициенты, характеризующие состояние ионосферы. Эти коэффициенты неизвестны, но практически постоянны в течение времени одного измерения навигационных параметров.

Из уравнений (1.1) и (1.2) следует:

$$D = D_1 + (D_1 - D_2) / (f_1^2 / f_2^2 - 1), \quad (1.3)$$

$$\dot{D} = \dot{D}_1 + (\dot{D}_1 - \dot{D}_2) / (f_1^2 / f_2^2 - 1), \quad (1.4)$$

Для учета ионосферных ошибок могут использоваться оба метода, о которых говорилось выше. Компенсация с помощью поправок, рассчитываемых по априорным данным, осуществляется путем моделирования ионосферы в наземном КИК и последующего включения ионосферных поправок в состав эфемеридной информации. Для аппаратурной компенсации с помощью двухчастотных измерений передатчик СРНС излучает два когерентных колебания на частотах f_1 и f_2 , а в приемнике АП предусматривается возможность приема сигналов на двух частотах. Коррекция измерений при двухчастотном способе работы выполняется в навигационном процессоре АП.

Тропосферные ошибки возникают вследствие дополнительных задержек, обусловленных влиянием водяных паров и других компонентов атмосферы на распространение радиоволн. Эти ошибки не зависят от несущей частоты сигнала. Средние величины тропосферных ошибок дальности составляют единицы метров и увеличиваются до единиц десятков метров при малых углах прихода радиоволн. Тропосферные ошибки достаточно легко моделируются и соответствующая поправка вычисляется по данным атмосферных измерений: температуры, влажности, давления.

Кроме перечисленных факторов на точность СРНС оказывает влияние многолучевое распространение радиоволн. Ошибки многолучевого распространения возникают вследствие приема сигналов с нескольких направлений и обусловлены в основном

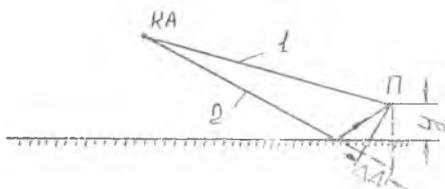


Рис. 1.4. Многолучевое распространение сигнала: 1 — прямой луч, 2 — луч, отражающийся от подстилающей поверхности

отражением радиоволн от подстилающей поверхности (см. рис. 1.4). Величина этих ошибок зависит от вида и свойств подстилающей поверхности. Наибольшие ошибки наблюдаются при полете над поверхностью, обладающей свойствами зеркального отражения радиоволн (над морем).

Влияние релятивистских эффектов. Релятивистские эффекты проявляются в эквивалентном увеличении частоты бортового эталонного генератора спутника относительно наземного стандарта частоты и приводят к возникновению систематических ошибок в СРНС. Эти ошибки поддаются расчету. Для навигационных спутников, движущихся по круговым орбитам, относительные сдвиги частоты бортового генератора, обусловленные релятивистскими эффектами, практически постоянны для любого положения пользователя в приземном пространстве. Для компенсации ошибок частоту бортового генератора уменьшают на расчетную величину сдвига. В системе Навстар частота бортового эталона спутников уменьшена по сравнению с номинальной $f_0 = 10,23$ МГц и составляет $f = 10,23(1 - 1,45 \cdot 10^{-10})$ МГц.

1.5. НИЗКОВЫСОТНАЯ СРНС ТРАНЗИТ.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СПОСОБ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

На начальном этапе развития спутниковых систем радионавигации создавались низковысотные системы. Разработка этих систем, естественно, базировалась на технологическом уровне,

достигнутом ко времени их создания. По современным меркам это сравнительно простые и малоперспективные системы. Вместе с тем эксплуатация низкоорбитальных систем, по-видимому, будет еще продолжаться длительное время, а поэтому они не исчерпали своего значения. На смену низкоорбитальным СРНС идут глобальные средневысотные системы. Разработка этих систем ведется на основе опыта, приобретенного в работе с системами первого поколения.

Учитывая преемственность в создании СРНС различных поколений, рассмотрим кратко принцип действия и способ функционирования низковысотной СРНС Транзит (США).

Система Транзит разрабатывалась для нужд ВМС США (навигации подводных лодок, вооруженных ракетами Поларис) и введена в эксплуатацию в 1964 г. В настоящее время СРНС Транзит используется в основном для навигационного обеспечения морского судоходства, а также для топогеодезических измерений, геологических работ. Имеются ограниченные возможности применения этой системы для навигации самолетов в длительных полетах.

Схема, поясняющая функционирование системы Транзит, приведена на рис. 1.5. Подсистема спутников состоит из 5—6 КА, размещенных на полярные круговые орбиты с параметрами: высота 1100 км, наклонение 90° , скорость КА 7,3 км/с, период обращения 107 мин. Плоскости орбит спутников равномерно разнесены по долготе и практически неподвижны (имеют период вращения 1 об/год). Интервал навигационных измерений составляет на экваторе 1,5 часа, в средних широтах — около 40 мин [4].

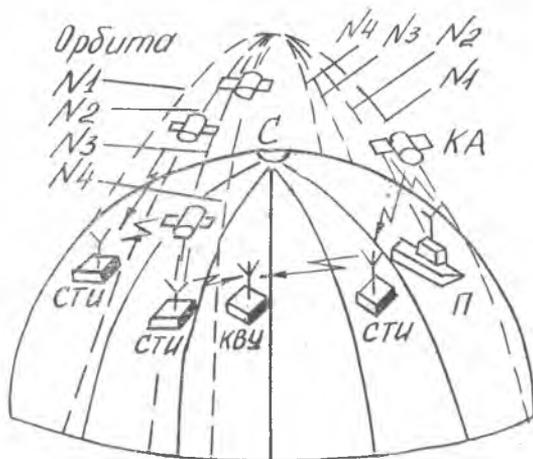


Рис. 1.5. Структура системы Транзит

Метод местоопределения. В системе Транзит используется интегральный доплеровский метод местоопределения, который по своей сути подобен разностно-дальномерному методу. Напомним, что в традиционном варианте использования разностно-дальномерный метод реализуется с помощью нескольких пар радиостанций, размещенных в пространстве на некоторое расстояние, именуемое базой системы. Излучение радиостанций каждой базы (или всех станций системы) согласуется между собой заранее известным способом. Аппаратура пользователя такой системы, удаленного на некоторое расстояние, принимает излучение обеих радиостанций базы и, используя согласованность их излучения, измеряет тем или иным способом разность расстояний до опорных точек радиостанции базы. Некоторому значению разности расстояний в пространстве соответствует поверхность положения — гиперboloид вращения, фокусы которого совмещены с местоположением опорных РНТ системы (1, 2 на рис. 1.6). Такая поверхность положения описывается уравнением

$$\Delta D_{ij} = [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2]^{1/2} - [(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2]^{1/2}, \quad (1.5)$$

где x_i, y_i, z_i — координаты i -й опорной точки;

ΔD_{ij} — разность дальностей, измеренная относительно i -й и j -й опорных РНТ.

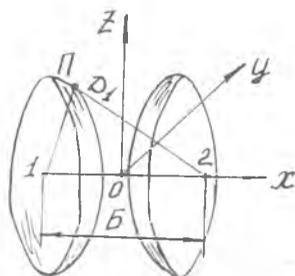


Рис. 1.6. Гиперболические поверхности положения

Выполняя измерения относительно трех или более баз и решая систему уравнений вида (1.5), пользователь определяет свои пространственные координаты x, y, z .

В СРНС разность дальностей определяют путем счета числа периодов доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала (числа циклов биений) на некотором интервале времени. Эта операция эквивалентна интегрированию доплеровской частоты. В самом деле, учитывая, что доплеровская частота

тогда $\dot{f}_d = -\dot{D}(t)/\lambda_s$, можно записать

$$N_i = \frac{1}{\lambda_s} \int_{t_{i-1}}^{t_i} \dot{D}(t) dt = \frac{1}{\lambda_s} (D_i - D_{i-1}), \quad (1.6)$$

где D_i, D_{i-1} — значения дальности спутник — пользователь в моменты времени t_i, t_{i-1} ; λ_s — длина волны излучаемого спут-

ником колебания; N_i — число циклов биений на i -м интервале измерения.

Как видно, искомая разность дальностей определяется выражением

$$\Delta D_i = D_i - D_{i-1} = \lambda_s N_i, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (1.7)$$

Таким образом, система, измеряющая число циклов биений, является разностно-дальномерной. В ней радионавигационными точками, относительно которых прокладываются гиперболические поверхности положения, служат положения спутника на орбите в моменты начала и конца измерения N_i (рис. 1.3,а). Величина базы равна пути, пройденному спутником за интервал времени $t_i - t_{i-1}$. При скорости спутника 7 км/с и времени 2 мин база ≈ 960 км и при 4,6 с — ≈ 30 км. В аппаратуре пользователя величина базы определяется в результате обработки эфемеридной информации, извлекаемой из принимаемого сигнала, а разность дальностей — путем выделения доплеровского сигнала и счета числа его периодов на заданном интервале времени. В реальных условиях доплеровский сдвиг в приемнике измеряется относительно внутреннего опорного генератора. Частоты передатчика спутника и опорного генератора пользователя смещены относительно друг друга на некоторую величину Δf (32 кГц). Тем самым исключается необходимость учета знака доплеровского смещения частоты (см. рис. 1.3,в) Кроме того, реальные изменения интегрального доплеровского сдвига содержат еще и шумовую составляющую δN_i , поэтому измеренное приращение наклонной дальности от потребителя до спутника на i -м интервале измерения $t_i - t_{i-1}$ будет

$$\Delta D_{ni} = \lambda_s [N_i + \Delta f (t_i - t_{i-1}) + \delta N_i]. \quad (1.8)$$

Рассмотрим в общих чертах способ решения навигационной задачи в системе Транзит. Как уже отмечалось, вследствие прерывистого характера навигационных определений низковысотные СРНС используются совместно с другими навигационными системами для периодической коррекции последних. Примером корректируемой системы может служить инерциальная система навигации. Навигационный вычислитель пользователя на основе эфемеридной информации и данных, полученных в корректируемой навигационной системе, вычисляет изменение наклонной дальности между пользователем и спутником за те же, что в формулах (1.6), (1.8), интервалы времени:

$$\Delta D_{сч} = [(x_i - x_{сч})^2 + (y_i - y_{сч})^2 + (z_i - z_{сч})^2]^{1/2} - [(x_{i-1} - x_{сч})^2 + (y_{i-1} - y_{сч})^2 + (z_{i-1} - z_{сч})^2]^{1/2}, \quad (1.9)$$

где $x_i, y_i, z_i, x_{i-1}, y_{i-1}, z_{i-1}$ — координаты спутника в моменты t_i, t_{i-1} ; $x_{сч}, y_{сч}, z_{сч}$ — координаты, полученные в корректируе-

мой системе, вычисленные по счисленным значениям широты, долготы и высоты пользователя. Решение навигационной задачи состоит в получении поправок к счислимому местоположению, а также к сдвигу частоты эталонного генератора АП.

Соответствующие вычисления выполняются итеративным методом до тех пор, пока не получатся значения оценок поправок, при которых обеспечивается наилучшее совпадение между массивами измеренных приращений дальности (1.8) и вычисленными по (1.9).

Существуют различные критерии оптимизации такого решения. При использовании метода наименьших квадратов минимизируется сумма квадратов невязок за время одного прохода спутника:

$$I = \sum_{i=1}^m (\Delta D_{и i} - \Delta D_{сч i})^2 \rightarrow \min. \quad (1.10)$$

Эффективное решение в соответствии с (1.10) получается при избыточном объеме выборки измеренных данных, т. е. при m , большем, чем число неизвестных поправок. В таком случае происходит усреднение случайных ошибок по выборке большого объема и достигается повышенная точность решения.

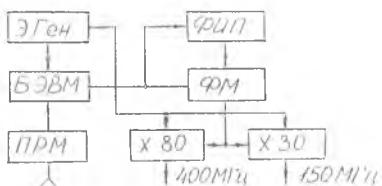


Рис. 1.7. Структурная схема аппаратуры КА системы Транзит: ЭГен — эталонный генератор, БЭВМ — бортовая ЭВМ, ПРМ — приемное устройство, ФИП — формирователь информационных посылок, ФМ — фазовый модулятор

Способ функционирования системы. Передатчики навигационных спутников Транзит через слабонаправленные антенны излучают в сторону Земли два когерентных колебания в диапазоне 400 и 150 МГц, модулированные информационным сообщением (рис. 1.7).

Передача эфемеридной и служебной информации осуществляется путем фазовой модуляции цифровым двоичным кодом обонх-несущих

излучаемого сигнала. Каждому биту цифрового кода в сигнале соответствует посылка, состоящая из двух дулетов (рис. 1.8). При такой модуляции среднее значение фазового сдвига за время передачи одного бита информации равно нулю. Благодаря этому в приемнике АП обеспечивается устойчивость работы канала измерения доплеровского сдвига частоты при передаче информационного сообщения.

Информационное сообщение передается с периодом 2 мин. Кадр сообщения содержит метку времени, параметры орбиты, отклонение частоты бортового эталона от единого времени, а

также другую информацию. Мощность излучения передатчиков составляет 1,5 Вт. Погрешность привязки шкалы бортовых часов к шкале единого времени, влияющая на систематические ошибки измерения доплеровской частоты, не превышает 10...15 мкс. Высокостабильный бортовой кварцевый генератор имеет кратковременную нестабильность (за 2 мин) порядка 10^{-11} и долговременную (за сутки) не более 10^{-9} . При такой нестабильности погрешность привязки шкалы бортового времени не превышает заданных пределов за время до 16 ч. Эфемеридная информация, используемая для формирования навигационных сообщений, хранится в ЗУ ЭВМ и обновляется через каждые 12—16 часов по радиолинии ввода данных.

Аппаратура пользователя системы Транзит по классу точности подразделяется на высокоточную и средней точности. Последняя находит применение преимущественно на судах коммерческого флота.

В высокоточной аппаратуре используются основной (400 МГц) и вспомогательный (150 МГц) сигналы спутников. Такая аппаратура строится по двухканальным схемам (см. упрощенную структурную схему на рис. 1.9) и обеспечивает компенсацию ионосферной ошибки в принимаемом сигнале, измерение навигационных параметров, декодирование навигационного сообщения и решение навигационной задачи.

Аппаратура пользователя средней точности выполняется по одноканальным схемам и работает только по основному навигационному сигналу.

Точность аппаратуры пользователя в значительной мере зависит от стабильности частоты эталонного генератора (5 МГц), формирующего все опорные частоты для приемника и сигналы синхронизации цифровых устройств приемника и навигационного вычислителя. В эталонном генераторе используется кварцевая стабилизация частоты.

Типичные значения нестабильности частоты этого генератора составляют: кратковременной (за 10—20 мин) 10^{-10} и за сутки не более 10^{-8} ... 10^{-9} .

Для последних модификаций аппаратуры пользователя характерно широкое применение цифровых алгоритмов и уст-

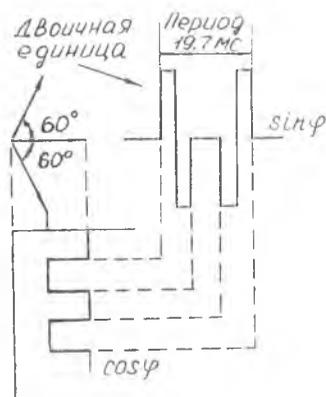


Рис. 1.8. Способ фазовой модуляции двоичным кодом в системе Транзит

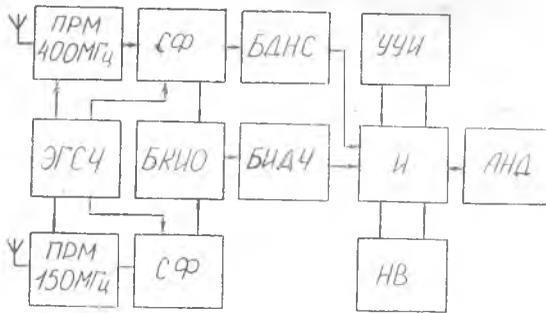


Рис. 1.9. Структурная схема аппаратуры пользователя системы Гранзит: ПРМ — приемное устройство, ЭГСЧ — эталонный генератор и синглетор частот, СФ — следящий фильтр, БКИО — блок компенсации ионосферной ошибки, БДНС — блок декодирования навигационного сообщения, БИДЧ — блок измерения доплеровской частоты, И — интерфейс, УУИ — устройство управления и индикации, НВ — навигационный вычислитель, АНД — автономные навигационные датчики

роств обработки сигналов. Это позволило реализовать цифровые следящие фильтры с цифровыми управляемыми генераторами, обладающими гарантированной точностью и высокой стабильностью работы. Внедрение БИС и микропроцессоров в приемники и вычислители позволило создать сравнительно недорогую аппаратуру, доступную массовому пользователю, отличающуюся высокой надежностью и простотой эксплуатации. Примером такой аппаратуры может служить одноканальный приемник типа МХ-1102 фирмы *Maghavox*, обладающей следующими параметрами: масса аппаратуры около 38 кг, точность местоопределения $360 + 720$ м на 1 м/с ошибки собственной скорости, потребляемая мощность менее 100 Вт, стоимость приблизительно 20 тыс. долл. [2].

2. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ГЛОБАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НАВСТАР

2.1. ОСНОВНЫЕ РЕШАЕМЫЕ ЗАДАЧИ

СРНС Навстар разрабатывается по заказу МО США с учетом удовлетворения перспективных требований к навигационному обеспечению различных пользователей на поверхности

Земли, в приземном и ближайшем космическом пространствах. Однако американская военщина видит основное назначение системы Навстар, в первую очередь, в решении с высокой точностью различных военных задач. В круг этих задач входят [5, 6]:

а) для ВВС — навигационное обеспечение самолетов, крылатых ракет и других летательных аппаратов (ЛА) на маршруте и на конечном участке полета, при стратегическом ударе, подавлении обороны, разведке, воздушной и космической перевозках, дозаправках в полете;

б) для ВМС — навигационное обеспечение кораблей, подводных лодок, ЛА при различных маршрутных операциях, противолодочной обороне, десантировании, поиске и спасении;

в) для сухопутных сил — навигационное обеспечение войск при выполнении операций, наземных, воздушных, морских транспортных средств;

г) для управления картографии МО — выполнение высокоточного координирования и геодезической привязки различных объектов при картографических, гидрографических и иных работах. Одно из главных направлений применения системы Навстар состоит в повышении точности навигационного обеспечения мобильных носителей оружия и в повышении за этот счет его эффективности.

Предполагается использование системы также гражданскими пользователями. Благодаря повышению точности и надежности навигационно-временного обеспечения применение системы Навстар обеспечивает повышение безопасности и уменьшение стоимости эксплуатации воздушных, морских, наземных и космических транспортных средств.

Для воздушных транспортных средств рассматривается применение системы Навстар при решении всех задач, кроме высокоточной навигации при посадке. Морским транспортным средствам высокая точность навигационных определений позволит решать все необходимые задачи маршрутной навигации и навигации в акваториях портов. Использование СРНС Навстар в ближнем космическом пространстве для навигационного обеспечения спутников и космических кораблей многоразового применения позволит обеспечить операции выхода на орбиту, сближения и расхождения с другими объектами, орбитальной навигации, возвращения в плотные слои атмосферы и посадки. Рассматривается также возможность использования системы Навстар для управления грузовыми и пассажирскими потоками сухопутных транспортных средств.

Глобальная система Навстар занимает особое место среди других систем радионавигации и определения положения. Это место обусловлено возможностью навигационных измерений

с высокой точностью в реальном масштабе времени и в любой точке земного шара. Помимо определения положения в трехмерном пространстве со среднеквадратичной погрешностью около 10 м (по точному каналу), система обеспечивает получение информации о скорости по трем координатам с погрешностью, не превышающей 0,1 м/с, и о системном времени с погрешностью не более 10 нс. Такие параметры точности не превзойдены в настоящее время ни в каких других РНС.

Благодаря значительному улучшению навигационно-временного обеспечения и расширению круга решаемых задач СРНС Навстар можно рассматривать как универсальную систему, открывающую качественно новую страницу в развитии радионавигации.

По мнению зарубежных специалистов глобальная СРНС совершит переворот в теории и практике радионавигации [6].

2.2. СОСТАВ ГЛОБАЛЬНОЙ СРНС НАВСТАР. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ МЕТОДЫ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ

Состав системы. Глобальная СРНС Навстар имеет типичный для спутниковых систем состав и включает в себя подсистему (сеть) навигационных спутников, подсистему аппаратуры пользователей и наземный командно-измерительный комплекс. Взаимодействие этих подсистем показано на рис. 2.1; назначение и основные функции подсистем описаны в разд. 1.

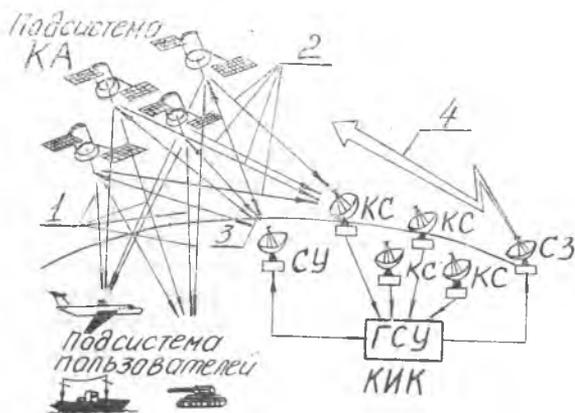


Рис. 2.1. Структура СРНС Навстар: 1 — навигационные сигналы, навигационное сообщение; 2 — навигационные сигналы, служебная информация, сигналы обратной связи; 3 — команды, телеметрия; 4 — служебная информация

Методы местоопределения. В СРНС Навстар используются псевдодальномерный и псевдорадiallyно-скоростной методы местоопределения. Для уяснения особенностей этих методов обратимся сначала к известным в навигации дальномерному и радиально-скоростному методам.

В дальномерном методе навигационным параметром является дальность, измеренная между объектом навигации и опорной РНТ, в нашем случае, между пользователем и навигационным спутником. Некоторому значению дальности D_k , измеренному относительно k -го спутника рабочего созвездия, в пространстве соответствует поверхность равного параметра — сфера радиуса D_k с центром, совмещенным с k -й РНТ. Уравнение такой поверхности положения имеет вид

$$[(x_k - x)^2 + (y_k - y)^2 + (z_k - z)^2]^{1/2} = D_k, \quad (2.1)$$

где x, y, z — координаты пользователя, x_k, y_k, z_k — текущие координаты k -го спутника из рабочего созвездия.

Ясно, что местоположение пользователя в трехмерном пространстве определяется точкой пересечения трех сферических поверхностей положения, построенных относительно трех различных РНТ (рис. 2.2,а). Иначе, для определения трехмерных координат пользователя дальномерным методом достаточно измерить дальности до трех спутников и решить систему уравнений вида (2.1) для $k = 1, 2, 3$.

При использовании информации о высоте полета ЛА $h_{ЛА}$ можно ограничиться двумя измерениями. Третья поверхность положения в этом случае имеет радиус $R_3 + h_{ЛА}$, а ее центр совпадает с центром Земли (рис. 2.2,б). Измерение дальности

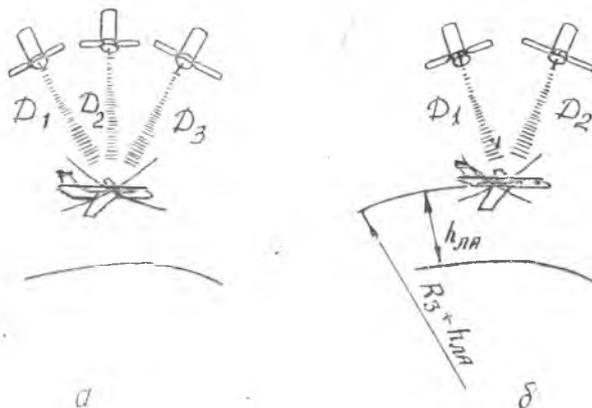


Рис. 2.2. Принцип дальномерного местоопределения

может производиться активным (запросным) и пассивным (беззапросным) способами.

Условием осуществимости беззапросного способа является наличие на борту КА и у потребителя высокостабильных часов (эталонов времени), согласованных с единым системным временем. Радиомаяк спутника в этом случае работает в автономном режиме, однако излучает сигналы с априори известной фазой, привязанной к единой шкале времени. В аппаратуре пользователя дальность определяется по запаздыванию фазы принятого сигнала относительно известной фазы излученного спутником сигнала.

В этом случае чрезвычайно сложными техническими проблемами оказываются создание высокостабильных эталонов времени (частоты), обладающих приемлемыми массогабаритными показателями и стоимостью, а также построение контрольно-измерительной системы для их периодической калибровки. Эти проблемы нашли свое решение в СРНС Навстар. Однако это решение приводит не к дальномерному, а к псевдодальномерному методу местоопределения.

В псевдодальномерном методе только к эталонам времени опорных радионавигационных точек, т. е. к эталонным генераторам спутников, предъявляются наиболее высокие требования стабильности и точности. Шкалы бортового времени спутников должны быть привязаны с высокой точностью к шкале единого системного времени, хранителем которого является наземный эталонный генератор (стандарт частоты).

Вместе с тем в отношении эталонных генераторов пользователей в псевдодальномерном методе требования стабильности и точности менее жесткие. В частности, допускается произвольный, но постоянный в течение одного сеанса навигационных измерений сдвиг шкалы местного времени пользователя относительно шкалы единого времени.

Сдвиг шкал Δt может также произвольно изменяться от одного измерения координат к другому. По этим причинам синхронизация эталонных генераторов пользователей с системным временем не обязательна. Вместе с тем постоянство сдвига Δt предполагает высокую стабильность генераторов пользователей на интервале одного навигационного измерения.

Таким образом, остаются высокими только требования к кратковременной стабильности и не накладываются жесткие ограничения на долговременную стабильность эталонных генераторов пользователя. Заметим, что, несмотря на указанные упрощения, в общем требования к стабильности и точности генераторов остаются весьма высокими.

Рассмотрим теперь суть псевдодальномерного метода. Ясно, что измеренное по шкале местного времени пользователя зна-

чение запаздывания сигналов спутников отличается от истинного запаздывания на величину сдвига шкал Δt . Соответственно этому измеренная дальность \bar{D}_k до k -го спутника также отличается от истинной на неопределенную величину $\Delta D = c \Delta t$, постоянную, однако, в каждом сеансе измерений для всех спутников системы. Вследствие отмеченной неопределенности измеренную таким образом дальность именуют псевдодальностью. Для псевдодальности k -го спутника системы справедливо уравнение, подобное (2.1):

$$[(x_k - x)^2 + (y_k - y)^2 + (z_k - z)^2]^{1/2} + \Delta D = \bar{D}_k. \quad (2.2)$$

Величина ΔD в уравнении (2.2) может рассматриваться как четвертая дополнительная неизвестная координата. Ясно, что для определения неизвестных координат необходимо произвести измерение дальности до четырех спутников, получить четыре независимых значения псевдодальности \bar{D}_k и решить систему уравнений вида (2.3) для $k = 1, 2, 3, 4$.

При наличии информации о высоте пользователя число уравнений сокращается до трех. Нетрудно видеть, что в псевдодальномерном методе упрощение требований к точности аппаратуры достигается за счет увеличения количества спутников в рабочем созвездии и во всей подсистеме КА, а также за счет усложнения аппаратуры пользователей.

Перейдем к радиально-скоростному методу. Здесь мы рассмотрим только качественную сторону метода, опустив подробные выкладки, относящиеся к этому методу местоопределения. Физическую основу измерения скорости составляет эффект Доплера

$$\dot{f}_{dk} = -\dot{f}_s \cdot \bar{D}_k / c = -\dot{D}_k / \lambda_s, \quad (2.3)$$

где $\dot{D}_k = dD_k(t)/dt$ — скорость взаимного движения k -го спутника и пользователя; \dot{f}_s , λ_s — частота и длина волны излучаемого спутником колебания; c — скорость света; \dot{f}_{dk} — доплеровское смещение частоты сигнала k -го спутника.

В псевдоразмерно-скоростном (псевдодоплеровском) методе не требуется точно знать несущую частоту f_s излучаемого спутником сигнала. В этом случае допускается отклонение частоты эталонного генератора пользователя, относительно которого измеряется доплеровское смещение частоты в АП, от частоты бортового эталона спутника на некоторую величину Δf_s . Неизвестное отклонение Δf_s должно быть постоянным на интервале времени одного навигационного сеанса и одинаковым для всех спутников системы. Для выполнения первого из этих условий требуется, чтобы эталонный генератор пользователя обладал достаточно высокой стабильностью частоты. Второе условие

в системе Навстар обеспечивается благодаря соответствию частот бортовых генераторов спутников частоте наземного стандарта, постоянно поддерживаемому в системе. Нетрудно убедиться в том, что смещение несущих частот генераторов Δf_s входит в измеренное значение доплеровской частоты.

В данном случае вместо (2.3) можно написать

$$\dot{f}_{dk} + \Delta f_s = -\frac{\dot{f}_s}{c} (\dot{D}_k + \delta D) = -\frac{\dot{f}_s}{c} \tilde{D}_k; \delta D = -c \frac{\Delta f_s}{\dot{f}_s}, \quad (2.4)$$

где $\tilde{D}_k = \dot{D}_k + \delta D$ — псевдорадialная скорость.

Частотное смещение Δf_s в псевдодоплеровском методе рассматривается как дополнительное неизвестное. Ясно, что в этом случае для навигационного определения необходимы четыре независимых измерения доплеровской частоты (относительно 4-х спутников).

В системе Навстар псевдодоплеровский метод может использоваться для измерения составляющих вектора скорости пользователя в трехмерном пространстве. В самом деле, шесть неизвестных параметров положения и движения пользователя (три координаты в трехмерном пространстве и три их производные) могут быть определены по шести измеренным значениям дальности и доплеровской частоты или по восьми измерениям псевдодальности и псевдодоплеровской частоты.

Из сказанного выше следует, что рабочее созвездие спутников, постоянно находящееся в пределах зоны радиовидимости пользователя, должно состоять из четырех или более навигационных КА. Иначе, спутники системы Навстар должны обеспечивать четырехкратное покрытие рабочей зоной поверхности Земли.

2.3. ПРИНЦИП ИЗМЕРЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ

Общее описание способа функционирования спутниковых радионавигационных систем, приведенное в разд. 1.2, полностью относится также и к системе Навстар. Поэтому здесь мы рассмотрим лишь характерные особенности СРНС Навстар.

В СРНС Навстар используются широкополосные радионавигационные сигналы сложной структуры. Эти сигналы обеспечивают измерение дальности (временной задержки) с двумя масштабами по точности, измерение скорости (доплеровской частоты), передачу навигационного сообщения от спутников к пользователю, компенсацию ионосферной ошибки, идентификацию и разделение сигналов различных спутников, защищенность точного канала от несанкционированного использования,

устойчивость системы к воздействию узкополосных помех и некоторые другие возможности, которые отмечаются ниже.

Каждый спутник системы излучает два когерентных сигнала на рабочих частотах $f_1 = 1575,42$ МГц и $f_2 = 1227,6$ МГц, одинаковых для всех спутников системы. Несущие колебания этих сигналов в аппаратуре спутника получаются путем умножения частоты бортового эталонного генератора $f_0 = 10,23$ МГц соответственно в 154 и 120 раз. Благодаря такому способу генерации обеспечивается когерентность излучаемых спутником сигналов. Использование двух когерентных сигналов разных частот позволяет пользователям системы осуществить компенсацию поносферной ошибки навигационных измерений.

Радионавигационные сигналы спутников модулируются (манипулируются) по фазе псевдослучайными кодами. Эта модуляция не предназначена для передачи какой-либо информации от спутника к пользователю. Структура кодов заранее известна пользователю. С помощью такой модуляции сигналы преобразуются в широкополосные. Однако благодаря фазовой манипуляции создаются предпосылки для измерения дальности. В АП дальность определяется путем измерения запаздывания фазы псевдослучайной модулирующей последовательности, выделенной из принимаемого сигнала.

Из теории сигналов известно, что точность измерения временного запаздывания (дальности) при прочих равных условиях увеличивается по мере расширения спектра сигнала. Соответственно двум масштабам точности измерения дальности в системе используются два различных множества псевдослучайных кодов. Коды одного из этих множеств, *C/A*-коды (*Clear Acquisition* — легко обнаруживаемый) формируются с тактовой частотой $f_T = 0,1 f_0 = 1,023$ МГц. Псевдослучайный *C/A*-сигнал имеет ширину спектра 2 МГц (измеренную по первым «нулям»). Этот сигнал обеспечивает стандартную (вообще говоря, пониженную) точность. *C/A*-коды легко расшифровываются и доступны пользователям любых категорий без каких-либо ограничений.

Тактовая частота кодов второго множества, *P*-кодов (*Protected* - защищенный) составляет $f_T = f_0 = 10,23$ МГц. *P*-сигнал имеет ширину спектра 20 МГц, что позволяет производить навигационные измерения с высокой точностью. Декодирование *P*-кода, имеющего недельную длительность без дополнительной априорной информации, чрезвычайно затруднено. Поэтому *P*-сигнал является защищенным от несанкционированного использования. Для быстрого поиска *P*-сигнала используется *C/A*-сигнал.

Основной навигационный сигнал на частоте f_1 модулируется *P* и *C/A*-кодами, дополнительный сигнал на частоте f_2 — только одним *P*-кодом.

Каждому спутнику из множества кодов присваивается свой код, отличный от других кодов. Таким образом, создается основа для идентификации спутников и для разделения сигналов разных спутников в АП.

Излучаемые спутниками сигналы модулируются также навигационным сообщением. Навигационное сообщение содержит информацию о параметрах орбиты КА (эфемериды), системном времени, параметрах бортовых эталонных генераторов спутников и другие данные, которые уточним ниже. В навигационном сообщении кроме точной информации о данном спутнике передаются с меньшей точностью информации о всех КА системы (альманах).

В аппаратуре пользователя производится обнаружение принимаемых сигналов, измерение их запаздывания (псевдодальности), доплеровского смещения частоты (псевдоскорости) и демодуляция навигационного сообщения. Для измерения навигационных параметров используется метод слежения за параметрами сигналов с помощью замкнутых систем автоматического управления. Как обнаружение сигналов, так и измерение их параметров основаны на вычислении функций взаимной корреляции принимаемого сигнала с его ожидаемыми копиями (опорными сигналами), которые создаются внутренними генераторами АП. Следящие измерители управляют задержкой и частотой (или фазой) опорных сигналов так, чтобы их рассогласование с соответствующими параметрами принимаемых сигналов спутников минимизировалось. Временное смещение опорного сигнала относительно шкалы местного времени (часов) АП индицируется как псевдозапаздывание принимаемого сигнала, а разность между несущей частотой опорного сигнала и номинальной частотой внутреннего эталонного генератора — как псевдодоплеровская частота.

Измеренные значения псевдодальности и радиальной псевдоскорости совместно с данными о текущем положении спутника на орбите и другими параметрами системы, извлеченными из навигационного сообщения, используются для решения навигационной задачи.

Режиму слежения за несущей и за задержкой сигналов в приемнике АП предшествует режим поиска по этим параметрам.

Важным моментом в работе СРНС Навстар является взаимодействие АП с подсистемой КА. На некотором интервале времени АП принимает сигналы от рабочего созвездия спутников (не менее четырех КА), которое выбирается из совокупности КА, находящихся над радиогоризонтом (до 11 КА). В динамике движения КА и пользователя состав рабочего созвездия изме-

няется: одни спутники в него включаются, другие — исключаются. При выборе спутников для работы, оптимизации конфигурации рабочего созвездия, обеспечивающего минимальное значение геометрического фактора, пользователю необходима информация о состоянии всей подсистемы КА. Такую информацию пользователь получает из альманаха. Информация альманаха используется также для сокращения времени поиска при переходе в режим слежения за параметрами сигналов.

Принципы действия и способы построения навигационной аппаратуры спутников и аппаратуры пользователей рассматриваются в разд. 3, 4, 5. Поэтому ниже остановимся лишь на общих вопросах построения системы, относящихся к подсистеме спутников и наземному КИК.

2.4. ПОДСИСТЕМА СПУТНИКОВ

При выборе количества КА в подсистеме спутников и параметров орбит типичными являются следующие требования:

а) обеспечение глобального перекрытия земной поверхности при условии одновременного наблюдения в любой заданной точке не менее четырех спутников одновременно;

б) возможность передачи данных и команд на каждый спутник системы с помощью единственной наземной станции управления и устранение (уменьшение) благодаря этому зависимости системы от станций, расположенных вне территории государства — собственника системы (в данном случае США);

в) обеспечение высокой надежности, эксплуатационной готовности и выживаемости системы в экстремальных условиях.

При полном развертывании системы подсистема спутников будет содержать 18 рабочих КА. Это минимальное количество спутников, при котором обеспечивается глобальное перекрытие. Кроме того, для поддержания эксплуатационной готовности предполагается постоянно иметь в космосе три резервных спутника.

КА располагаются в шести орбитальных плоскостях, сдвинутых по долготе на 60° и наклоненных к плоскости экватора под углом 55° , по три спутника в каждой плоскости.

Все спутники размещаются на круговых орбитах на высотах около 20183 км. Высота орбиты выбрана так, чтобы период обращения точно равнялся половине синхронного, т. е. 11 ч. 58 мин. В течение времени, необходимого спутнику для прохождения двух витков на орбите, Земля совершает один полный оборот вокруг своей оси. Такой выбор параметров орбит приводит к ежедневному повторению траектории спутника относительно земной поверхности. Это значит, что каждый спутник проходит над од-

ной и той же точкой земной поверхности один раз в звездные сутки, через 23 ч. 56 мин. Ясно, что при таких параметрах движения спутников выполняется второе из перечисленных выше требований — возможность закладки данных в память бортовой ЭВМ с помощью станции, расположенной на «своей» территории.

Траектории движения спутников относительно земной поверхности (включая резервные) показаны на рис. 2.3. На этом рисунке за начало отсчета времени принят момент нахождения первого спутника в восходящем узле.

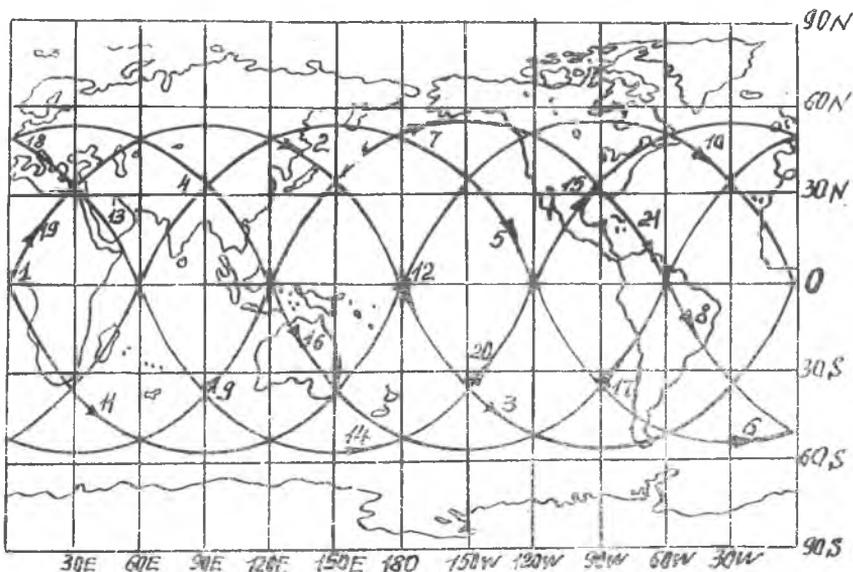


Рис. 2.3. Траектории движения спутников

Поскольку система Навстар предназначена прежде всего для обеспечения нужд вооруженных сил США и их союзников, в качестве составной части рабочей системы создаются средства повышения ее выживаемости. При выходе из строя любого из спутников в системе предусматривается возможность использовать остальные таким образом, чтобы предотвратить полный отказ системы и обеспечить бесперебойное выполнение важнейших навигационных функций.

2.5. НАЗЕМНЫЙ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС (КИК)

Наземный КИК выполняет следующие функции:

формирование системного времени и синхронизация его относительно универсального координированного времени, сбор необходимой информации для вычисления прогнозируемых данных, в том числе проведение траекторных измерений, проведение временных измерений и определение расхождения бортовых шкал времени спутников с системным временем, получение данных об атмосферных условиях;

прогнозирование на основе собранной информации для каждого спутника его эфемерид, поправок бортового времени, поправок на задержку сигналов в атмосфере;

формирование массива служебной информации, передача навигационных данных на борт спутников и закладка их в память бортовой ЭВМ;

контроль за работой бортовых систем, управление бортовыми системами и полетом спутников.

Наземный КИК включает в себя несколько станций контроля (КС), главную станцию управления (ГСУ), станцию управления (СУ) и станцию закладки служебной информации (СЗ) (см. рис. 2.1).

Станции контроля предназначены для пассивных траекторных измерений орбитальных параметров всех спутников. Эти станции, разнесенные на значительные расстояния (в СРНС Навстар КС расположены в Калифорнии, на Аляске, Гавайских островах, острове Гуам), точно привязываются к системе координат ГСРНС. На КС устанавливаются высокостабильные навигационные приемники, высокостабильный эталон частоты, датчики метеорологических данных и ЭВМ с устройствами сопряжения (интерфейсом).

Станции контроля ведут слежение за радионавигационными сигналами спутников, осуществляют сбор всей информации, необходимой для вычисления прогнозируемых данных, предназначенных в дальнейшем для передачи на борт спутников. Приемоизмерительное устройство КС фиксирует с интервалом 6 с псевдодальность и приращение псевдальности (интеграл от доплеровской частоты) относительно фазы и частоты местного эталона времени и частоты. Метеодатчики собирают местную метеоинформацию, необходимую для расчета поправок на тропосферную задержку сигнала. ЭВМ КС управляет процессом сбора информации, накапливает измеренные данные за 15 мин и по запросу передает их на ГСУ для последующей обработки.

Главная станция управления, являясь центром сбора и обработки данных, организует работу всех средств КИК. В ГСУ

осуществляется прогнозирование эфемерид (кратковременное и долговременное), определение смещения бортового времени спутников относительно системного времени, прогнозирование дальнейшего расхождения временных шкал, формирование массивов служебной информации для каждого из спутников системы.

Станция закладки служебной информации передает на борт каждого спутника соответствующий массив информации, подготовленный в ГСУ. Достоверность закладки данных в бортовую ЭВМ контролируется по подтверждению, поступающему со спутника. Для организации такой обратной связи используются слова телеметрии в навигационном сообщении (см. разд. 2.6).

Станция управления осуществляет телеметрический контроль за работой бортовых систем КА и командное управление этими системами.

2.6. СОСТАВ И ФОРМАТ НАВИГАЦИОННОГО СООБЩЕНИЯ

Выше была показана принципиальная необходимость передачи от спутника к пользователю навигационного сообщения, несущего информацию о положении спутника на орбите в момент радионавигационных измерений. Практически для обеспечения работоспособности системы, точности и достоверности навигационных измерений в состав сообщения включаются дополнительные данные. Состав навигационного сообщения, его объем, периодичность передачи зависят от типа СРНС. В системе Навстар сообщения, передаваемые каждым спутником, содержат:

а) опорное время и поправки к бортовому эталону времени, обновляемые каждый час;

б) эфемеридную информацию данного спутника, обновляемую каждые 30 мин, параметры модели прогнозирования возмущения орбиты, обновляемые каждый час;

в) параметры модели ионосферных искажений распространения сигналов, корректирующие параметры для введения поправок на задержку сигналов в атмосфере;

г) сигнал, обеспечивающий возможность синхронизации при переходе от *C/A*-кода к *P*-коду (ключевое слово *HOW*, сущность которого поясняется ниже);

д) время, прошедшее с момента последней передачи эфемеридной информации на борт КА с наземного комплекса управления, а также другую информацию о состоянии спутника, позволяющую оценить достоверность передаваемых спутником данных и сделать вывод о целесообразности использования этих данных в решении навигационной задачи;

е) альманах системы — информацию, передаваемую с пониженной точностью об эфемеридах, поправках времени бортовых

часов, о временной задержке в атмосфере, о функциональном состоянии всех спутников системы;

ж) специальные сообщения типа оповещения, закладываемые наземным комплексом управления по специальной программе.

Навигационная информация кодируется последовательными двочными цифровыми кодами. Основной структурной единицей навигационного сообщения является кадр. Кадр сообщения имеет строго определенную форму (формат) и передается спутником с заданной периодичностью.

Кадр навигационного сообщения системы Навстар содержит 1500 бит информационных данных, которые разделены на 5 подкадров по 300 бит в каждом. В свою очередь, подкадры разделяются на 10 слов длиной по 30 бит. Весь кадр сообщения передается со скоростью 50 бит/с без пауз между подкадрами и занимает во времени 30 с. Упрощенный формат кадра показан на рис. 2.4.

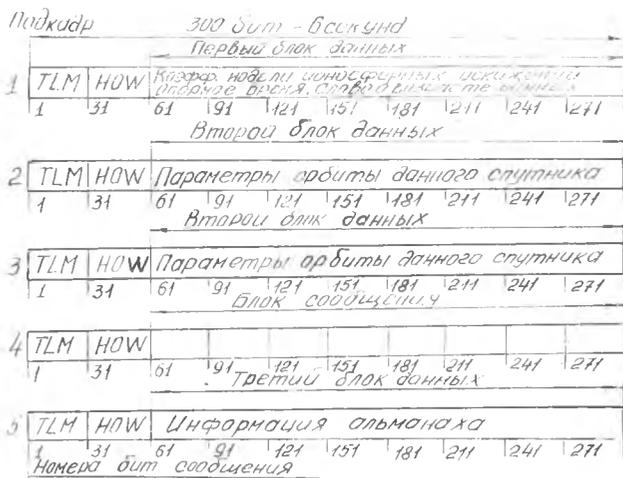


Рис. 2.4. Формат кадра навигационного сообщения

Одним из основных требований к навигационному сообщению является достоверность передачи информации. Поэтому в каждое слово навигационного сообщения включаются специальные проверочные комбинации бит.

Каждый подкадр (т.е. 6-секундный интервал) начинается с передачи слова телеметрии TLM, в котором содержится информация о состоянии и функционировании подсистем КА. Эта информация предназначена для наземного командно-измери-

тельного комплекса. Следующее слово *HOW*, также обязательное в каждом подкадре, является ключевым для использования *P*-канала системы. В этом слове пользователю передается информация о фазе *P*-последовательности на начало следующего 6-секундного интервала передачи данных. Слово *HOW* содержит *z*-отсчет, указывающий на спутниковое время, отсчитанное с начала семисуточного цикла генерации *P*-кода на момент начала (фронта) следующего подкадра. Эта информация используется в аппаратуре пользователя для соответствующей установки внутреннего генератора опорной *P*-последовательности (см. разд. 6.3).

Отметим, что информация, заключенная в слове телеметрии *TLM* и *HOW*, образуется непосредственно в аппаратуре спутника. Остальные восемь слов каждого подкадра считываются из памяти бортового процессора, в который данные закладываются по радиолинии передачи данных от наземного командно-измерительного комплекса. Первый блок данных содержит коэффициенты модели ионосферных искажений распространения радиоволн и корректирующий параметр, предназначенные для пользователей с одноканальным приемником (см. разд. 6); спорное время и коэффициенты часов спутника, а также слово о «возрасте» данных коррекции. Содержимое этого слова определяется интервалом времени, прошедшим со времени последних измерений, на основе которых вычислены передаваемые данные. Таким образом оценивается процесс старения информации и ее достоверность. Эта информация используется пользователем при выборе рабочего созвездия спутников.

Второй блок данных передается в течение двух (второго и третьего) подкадров. В этом блоке содержатся параметры орбиты данного спутника, а также вспомогательные и запасные слова.

Блок сообщения занимает с третьего по десятое слова четвертого подкадра и предназначен для передачи специальных данных. Восемь слов пятого подкадра занимает третий блок данных, в котором содержится информация альманаха. В альманахах включаются усеченные (по точности) данные о параметрах эфемерид и коррекции часов всех спутников системы, о состоянии и работоспособности аппаратуры каждого спутника. Полный набор данных альманаха имеет достаточно большой объем. Поэтому в каждом кадре записывается информация альманаха только об одном спутнике, а весь альманах размещается в последовательности кадров.

Данные альманаха позволяют пользователю производить быстрый захват сигналов последующих спутников, минуя операцию первоначального входа в синхронизм, как это имеет место при работе с первым спутником.

3. КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В ГЛОБАЛЬНЫХ СРНС. СТРУКТУРА НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВ

К навигационным сигналам в ГСРНС предъявляются требования совместного высокоточного измерения дальности (временной задержки) и радиальной скорости (доплеровского смещения частоты). Кроме того, структура сигналов должна обеспечивать идентификацию отдельных спутников подсистемы КА, разделение сигналов различных КА, а также исключение возможности несанкционированного пользования системой (по точному каналу).

Наиболее полно перечисленным требованиям удовлетворяют широкополосные, фазоманипулированные псевдослучайными бинарными кодами радионавигационные сигналы. Ознакомимся сначала с некоторыми свойствами псевдослучайных кодов, а затем рассмотрим структуры радионавигационных сигналов и аппаратуры спутников ГСРНС.

3.1. ЛИНЕЙНЫЕ РЕКУРРЕНТНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Наибольшее значение в системах связи и измерения дальности имеют линейные рекуррентные последовательности (коды). Такие коды состоят из последовательности символов, принимающих одно из двух значений (0,1) или, в другом представлении, из символов (+1, -1). Каждый последующий символ в последовательности определяется как линейная комбинация n -предшествующих символов

$$a_m = b_1 a_{m-n} \oplus b_2 a_{m-n+1} \oplus \dots \oplus b_n a_{m-1}. \quad (3.1)$$

Формула (3.1) называется порождающим многочленом последовательности. В этой формуле $a_i \in 0,1$ — элементы последовательности, $b_k \in 0,1$ — коэффициенты порождающего многочлена. Порядок порождающего многочлена n именуют также памятью последовательности.

Для практической реализации генераторов линейной рекуррентной последовательности могут использоваться различные устройства. Наиболее простым является генератор на основе регистра сдвига (ГРС). Такой генератор, схема которого показана на рис. 3.1,

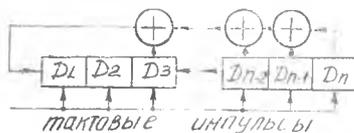


Рис. 3.1. Генератор линейной рекуррентной последовательности

представляет собой сдвиговой регистр, охваченный многоотводной цепью обратной связи. Отводы берутся от ячеек регистра с номерами, для которых коэффициенты порождающего многочлена отличны от нуля ($b_k \neq 0$). Нетрудно убедиться в том, что этот генератор работает в соответствии с алгоритмом (3.1).

Структура последовательности определяется набором коэффициентов порождающего многочлена и начальным набором символов a_i , $i = 1, 2, \dots, n$. Последовательность (3.1) имеет ограниченную длительность $N \leq 2^n - 1$. По достижении номером текущего элемента величины lN ($l = 1, 2, \dots$) порядок следования элементов в последовательности повторяется. Иначе, линейная рекуррентная последовательность — суть бесконечная периодическая бинарная кодовая последовательность с периодом, имеющим длину N символов. Это означает, что с помощью линейной рекуррентной последовательности можно образовать ФМ-сигнал со сколь угодно большим числом дискретов, т. е. неограниченной длительности.

Наибольший интерес представляют линейные рекуррентные последовательности максимальной длины (M-последовательности). Для некоторых наборов коэффициентов b_k порождающего многочлена (3.1) линейная рекуррентная последовательность имеет максимальную длину, составляющую

$$N = 2^n - 1 \quad (3.2)$$

символов. Для каждого n существует определенное количество таких наборов n , соответственно, различных M-последовательностей, величина которого составляет $\varphi(N)/n$. Здесь $\varphi(N)$ есть функция Эйлера, принимающая целочисленные значения, равные числу целых чисел взаимно простых с N и меньших N (для $n = 10$ $\varphi(N)/n = 64$).

Значения функций автокорреляции и взаимной корреляции кодовых последовательностей определяются как разность между числом совпадений и несовпадений символов при произвольном сравнении кодовой последовательности или при взаимной корреляции кодовых последовательностей в зависимости от величины их временного сдвига. Для функции автокорреляции кода справедливо выражение

$$R_i(m) = \sum_{k=0}^{N-1} s_i(k) s_i(k+m), \quad m = 0, \dots, N-1. \quad (3.3)$$

Аналогично для функции взаимокорреляции можно написать

$$R_{i,j}(m) = \sum_{k=0}^{N-1} s_i(k) s_j(k+m), \quad m = 0, \dots, N-1, \quad (3.4)$$

где, в отличие от (3.1), s_i принимают значения $+1$, -1 .

Здесь подстрочный индекс означает номер последовательности из множества последовательностей одинаковой длины N . Подобно формулам (3.3), (3.4) для корреляции псевдослучайного сигнала, показанного на рис. 3.2, можно написать

$$R_i(\tau) = \int_{t=0}^{NT} s_i(t) s_i(t + \tau) dt, \quad (3.5)$$

где T — длительность одного элемента сигнала.

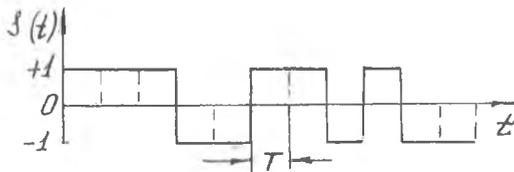


Рис. 3.2. Псевдослучайный сигнал (код)

Ясно, что функция взаимокорреляции такого сигнала имеет вид

$$R_{i,j}(\tau) = \int_{t=0}^{NT} s_i(t) s_j(t + \tau) dt. \quad (3.6)$$

Функция автокорреляции M -последовательности имеет два уровня: $2^n - 1$ и -1 (рис. 3.3). Максимальное значение эта функция принимает при нулевом сдвиге. Длительность области высокой корреляции имеет малую протяженность (по сравнению с длительностью кода), равную одному шагу дискретности. Это свойство функции корреляции составляет основу для многочисленных приложений M -последовательностей. В частности, благодаря острому всплеску лепестка функции автокорреляции представляется возможным зарегистрировать малые интервалы времени в системах измерения дальности.

Следует отметить, что функция автокорреляции M -последовательности имеет постоянный уровень в области низкой корреляции.

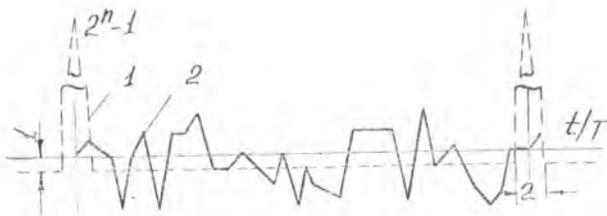


Рис. 3.3. Функции автокорреляции (1) и взаимной корреляции (2) M -последовательностей

ляции только для непрерывных сигналов, т. е. в случае, когда подынтегральные функции в (3.5) определены на интервале $(-\infty, \infty)$, а усреднение производится на интервале, кратном целому числу периодов. В случае, если сигналы имеют конечную длину, равную, например, одному периоду ПШС, уровень остатков корреляционной функции становится неравномерным, приобретает лепестковую структуру, существенно возрастает, однако имеет величину, не превышающую $1/\sqrt{N}$ от максимума.

M -последовательности некоторой длины N составляют множество квазиортогональных функций. Взаимная корреляция ортогональных функций в идеальном случае равна нулю. Для M -последовательностей функция взаимной корреляции отличается от идеальной и имеет также многолепестковую структуру с выбросами относительно низкого уровня (рис. 3.3). Заметим, что по мере увеличения длительности последовательности N различие амплитуд главного лепестка функции автокорреляции и выбросов взаимокорреляционной функции увеличивается. Указанное различие в структуре функций авто- и взаимной корреляции составляет основу для кодового разделения сигналов в корреляционном приемнике.

Качество корреляционных свойств кодовых последовательностей обычно характеризуют величиной показателя различимости (ПР), в качестве которого берется отношение главного выброса функции автокорреляции к максимальному побочному выбросу этой функции (или функции взаимной корреляции).

При малом ПР возможна ложная синхронизация с вытекающими из этого последствиями. Поэтому при проектировании широкополосных систем навигации и связи необходима доскональная проверка характеристик используемых кодов.

3.2. КОМБИНАТОРНЫЕ СВОЙСТВА M -ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ. СОСТАВНЫЕ КОДЫ

M -последовательности обладают важными для практических приложений комбинаторными свойствами. Из них наиболее интересным является свойство циклической аддитивности. Суть этого свойства заключается в следующем: если сложить две последовательности одинаковой структуры, вторая из которых сдвинута во времени относительно первой на m тактов, то образуется последовательность той же структуры, но со сдвигом на l тактов:

$$S(k) \oplus S(k+m) = S(k+l), \quad (3.7)$$

где $S(\cdot)$ — символы последовательности, принимающие значения 0,1; $k = 0, 1, \dots$; m, l — целые числа.

Благодаря этому представляется возможность воспроизведения последовательностей с различными временными сдвигами (вплоть до $2^n - 1$ символов) в любой момент времени. Это свойство используется в многоканальных корреляторах и следящих измерителях дальности (временного запаздывания) при поиске сигналов для сокращения эффективного времени установления синхронизации.

Большое значение для практики имеют свойства линейного сложения разных M -последовательностей.

Несмотря на достоинства, M -последовательности не всегда удобны при практическом использовании. В многоканальных навигационных и связных системах с кодовым разделением сигналов более эффективными оказываются составные коды. Ниже рассматриваются два вида таких кодов: коды Гоулда и дальномерные коды. Коды Гоулда формируются путем поразрядного сложения двух M -последовательностей одинаковой длины N , но различной структуры. В результате этой операции образуется новая последовательность, имеющая ту же длину N , не обладающая свойством максимальной длины, т. е. не являющаяся M -последовательностью. Любое относительное изменение начальных фаз (временного сдвига) суммируемых последовательностей приводит к формированию новой кодовой последовательности. Таким образом, с помощью генератора, построенного на основе двух сдвиговых регистров длиной n разрядов каждый, могут быть получены $2^n - 1$ кодовых последовательностей Гоулда длиной $2^n - 1$ и, кроме того, две исходные M -последовательности той же длины. При $n = 10$ совокупное количество кодов составляет 1025. Корреляционные функции кодов Гоулда обладают замечательным свойством. Эти коды могут быть выбраны так, что функции корреляции для всех получаемых от данного генератора кодовых последовательностей будут обладать одинаковыми качественными показателями и величины их боковых выбросов ограничены некоторым предельным уровнем.

В [7] утверждается, что для представляющих практический интерес достаточно больших значениях длины кодов N уровень взаимокорреляционной функции кодовой последовательности Гоулда не превышает величины $\sqrt{2}/\sqrt{N}$. В тех же условиях для M -последовательности эта величина составляет $1/\sqrt{N}$. Таким образом, по этому показателю коды Гоулда имеют проигрыш по сравнению с кодами на основе M -последовательностей всего в $\sqrt{2}$ раз.

Возможность получения от одного генератора большого количества кодов с хорошими и одинаковыми свойствами корреляционных функций является основным достоинством кодов Гоулда. Второе положительное качество кодов Гоулда состоит в про-

стоте схемотехнического построения генераторов кодовых последовательностей. В этих генераторах используется всего два сдвиговых регистра с относительно небольшим числом отводов в цепи обратной связи. Благодаря указанным свойствам кодовые последовательности Гоулда целесообразно использовать в многоканальных системах с кодовым разделением каналов, там, где требуется большое число квазиортогональных сигналов. Коды Гоулда нашли применение в СРНС Навстар.

Ознакомимся со вторым видом составных кодов — с составными дальномерными кодами. Во избежание недоразумений отметим, что рассмотренные выше M -последовательности и коды Гоулда применяются для дальнометрии и в этом смысле также являются дальномерными кодами.

Составные дальномерные коды получаются путем сложения по модулю 2 двух и более M -последовательностей разной длины, причем длины кодов должны быть взаимно простыми числами. Таким способом можно получить очень длинные кодовые последовательности, пригодные для точного измерения весьма больших расстояний. Можно показать, что в результате сложения двух M -последовательностей с длинами $2^p - 1$ и $2^r - 1$ (удовлетворяющими вышеуказанному условию взаимной простоты) образуется составная последовательность длины $(2^p - 1) \cdot (2^r - 1)$. Эта последовательность не является последовательностью максимальной длины. Однако она может оказаться сегментом более длинной M -последовательности.

Автокорреляционная функция составных дальномерных кодов имеет один главный максимум и максимумы меньшей величины по числу слагаемых в суммарном коде. Одна из особенностей этих кодов состоит в возможности поэтапной синхронизации приемника на основе раздельной обработки компонент кодовой последовательности. Генераторы таких кодов также достаточно просты и в общих чертах подобны генераторам кодов Гоулда. Составные дальномерные коды также находят применение в СРНС Навстар.

3.3. КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В ГСРНС НАВСТАР

Как уже отмечалось, система Навстар имеет два масштаба точности, в которых используются два вида сигналов: S/A и P -сигналы. К первому из них, S/A -сигналу, предъявляются требования легкой обнаруживаемости и обеспечения стандартной точности, достаточной для гражданских (коммерческих) пользователей. Для военных пользователей этот сигнал является первой ступенью, с помощью которой осуществляется переход к высокоточному, защищенному от несанкционированного использования P -сигналу.

В соответствии с назначением сигналов к их кодированию предъявляются различные требования. В *C/A*-сигналах для выполнения условия легкой обнаруживаемости при умеренной точности допускается использование кодов относительно небольшой длины. Для кодирования этих сигналов, благодаря перечисленным выше достоинствам, наиболее удобными являются коды Гоулда.

В *P*-сигналах выполнение требований высокой точности и защищенности от несанкционированного использования упрощается при применении очень длинных кодовых последовательностей. Поэтому для кодирования *P*-сигналов используются составные дальномерные коды. В системе Навстар генераторы всех сигналов, в том числе и генераторы кодовых последовательностей, синхронизируются от внутреннего высокостабильного эталонного генератора, работающего на частоте $f_0 = 10,23$ МГц. Тем самым обеспечивается когерентность всех сигналов: как несущих колебаний, так и модулирующих кодов. Именно благодаря такой взаимосвязанности сигналов представляется возможным использовать *C/A*-код при синхронизации и поиске *P*-сигнала.

Ознакомимся с принципом действия и построением генераторов *P* и *C/A*-кодов.

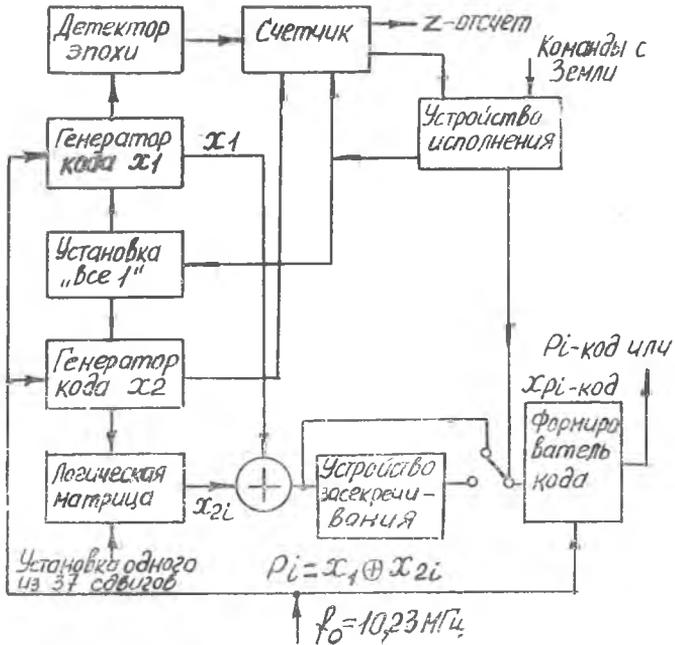
Структурная схема генератора *P*-кода приведена на рис. 3.4,а. Основу *P*-кода составляют две *M*-последовательности x_1 и x_2 , формируемые соответственно двумя кодовыми генераторами, работающими со скоростью 10,23 Мбит/с. Каждый кодовый генератор имеет в своем составе 24-разрядный регистр сдвига, охваченный цепью обратной связи, соответствующей некоторому порождающему многочлену (рис. 3.4,б). Порождающие многочлены в целях предупреждения несанкционированного использования системы не раскрываются. Поэтому структура цепи обратной связи на рис. 3.4,б показана условно. Кроме того, в схему кодовых генераторов включены дополнительные цепи, позволяющие прервать цикл генерации кода и установить регистр в начальное состояние «Все 1» (рис. 3.4,в).

Создаваемые регистровыми генераторами коды x_1 и x_2 имеют длины 15345000 и 15345037 символов, отличающиеся на 37 символов, и являются укороченными относительно максимальной длины $2^{24} - 1$.

P-код образуется путем суммирования по модулю 2 кода $x_1(t)$ с кодом $x_2(t + m_i T)$, сдвинутым во времени на $0 \leq m_i \leq 36$ элементарных временных интервалов (тактов) по правилу

$$P_i(t) = x_1(t) \oplus x_2(t + m_i T), \quad (3.8)$$

где T -длина элементарной посылки кода, равная $T = 1/f_0 = 1 / (10,25 \cdot 10^6) \approx 0,1$ мкс.



а

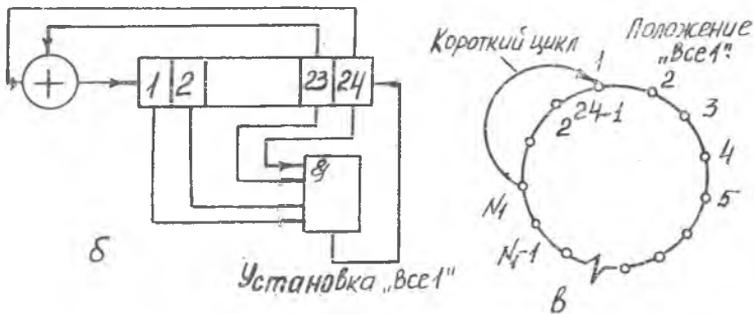


Рис. 3.4. Генератор P-кода

Некоторому i -му спутнику системы приписывается свое значение временного сдвига $m_i T$, создающее индивидуальную окраску P -кода каждого спутника. Благодаря этому обеспечиваются различимость P -кодов разных спутников и возможность кодового разделения при приеме сигналов от нескольких спутников одновременно. Величина временного сдвига в схеме генератора P -кода устанавливается с помощью логической матрицы по командам с Земли. Всего возможно 37 состояний сдвига и соответственно вариантов P -кода. Этого количества достаточно для обслуживания рабочих, а также резервных, находящихся на орбите спутников.

Составной P -код при смене всех возможных состояний имеет длительность $15,345 \cdot 10^6 \cdot 15,345037 \cdot 10^6 \approx 2,36 \cdot 10^{14}$ тактов, что составляет около 267 суток.

Однако практическое использование столь большого периода сопряжено с определенными трудностями. Поэтому каждый спутник формирует свой отрезок (сегмент) полной последовательности с длительностью 7 суток. Благодаря укорочению рабочего цикла до $6,187104 \cdot 10^{12}$ символов P_i -код каждого i -го спутника через 7 суток (в полночь с субботы на воскресенье) возвращается в исходное состояние, после чего цикл повторяется.

В системах военного назначения скрытность, исключение возможности использования системы противником имеют первостепенное значение. В системе Навстар принят ряд мер для запрещения несанкционированного использования ГСРНС. К таким мерам относятся:

а) нераскрытие порождающих многочленов в генераторах M -последовательностей, о чем речь шла выше;

б) выбор большого (267 суток) периода P -кода, поскольку для раскрытия неизвестной структуры построения кода необходимо располагать определенной, зависящей от уровня помех длиной отрезка кодовой последовательности;

в) возможность смены сегментов кода, генерируемых спутниками, по окончании текущего 7-суточного цикла сразу на всех КА;

г) засекречивание P -кода посредством преобразования его в некоторый другой XP_i -код, период которого во много раз больше, чем у исходного кода. Такое преобразование производится с помощью устройства с нелинейной логической операцией, через которое кодовая последовательность проходит прежде, чем поступит в модулятор.

Фазирование приемника пользователя с P -кодом спутника без дополнительной информации о текущем состоянии кодовой последовательности — задача чрезвычайно сложная. Для ускорения поиска P -сигнала в генераторе кода формируется сигнал

(z -отсчет), указывающий на время, прошедшее с момента начала генерирования цикла P -кода, т. е. с начала очередного недельного цикла. Период кода x_1 имеет длительность $15,345 \cdot 10^6 / 10,23 \cdot 10^6 = 1,5$ с. В детекторе эпохи кода x_1 выделяются 1,5-секундные метки, соответствующие началу каждого периода этого кода. 1,5-секундные метки поступают на вход счетчика. Ясно, что показание счетчика определяется номером текущего 1,5-секундного интервала, отсчитанным от начала семисуточного рабочего цикла. Наибольшее показание счетчика к концу недели составляет 403200. При очередном обновлении P -кода счетчик сбрасывается. Текущее показание счетчика (z -отсчет) вносится в ключевое слово HOW и передается в составе навигационного сообщения со спутника пользователю. Выбранная в системе Навстар структура P -кода позволяет принимать закрытый сигнал только пользователям, которым известен шифр ключевого слова HOW , содержащего информации о виде и временном состоянии P -кода. Дешифратор слова HOW включается в состав аппаратуры пользователя.

Дальномерный код (код Гоулда) C/A -сигнала генерируется с тактовой частотой 1,023 МГц и имеет длину $N = 2^{10} - 1 = 1023$ символов. Длительность элементарного символа кода составляет $1 / (1,023 \cdot 10^{-6}) \approx 1$ мкс, а период кода — 1 мс. Схема генератора C/A -кода приведена на рис. 3.5. Коды Гоулда формируются путем сложения по модулю 2 двух M -последовательностей, каждая из которых создается десятиразрядным сдвиговым

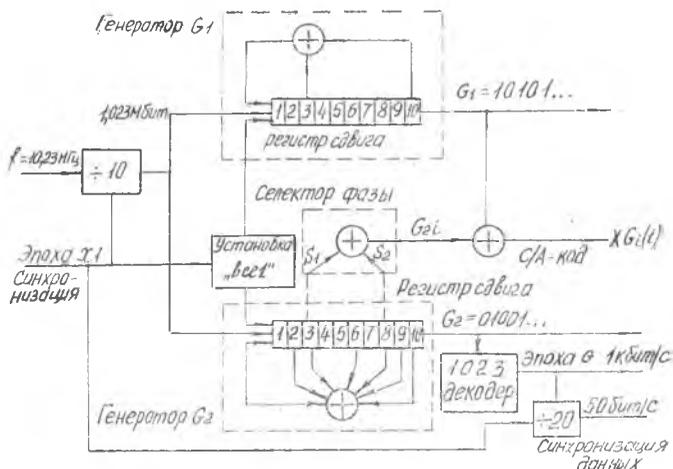


Рис. 3.5. Генератор C/A -кода

регистром, охваченным обратной связью. Порождающие многочлены этих последовательностей известны и имеют вид:

$$G_1(x) = 1 \oplus x^{(3)} \oplus x^{(10)}; \quad (3.9)$$

$$G_2(x) = 1 \oplus x^{(2)} \oplus x^{(3)} \oplus x^{(6)} \oplus x^{(8)} \oplus x^{(9)} \oplus x^{(10)}.$$

Надстрочные индексы в этих формулах означают номера ячеек сдвиговых регистров, с которых берутся отводы для обратной связи. При суммировании полученных таким способом M -последовательностей с помощью селектора фазы вводится фазовый сдвиг на M_i тактов. Каждому такому сдвигу соответствует собственный код Гоулда:

$$XG_i(t) = G_1(t) + G_{2i}[t + M_i(10T)], \quad (3.10)$$

где T — длина одного символа P -кода.

Полное количество всех кодов $XG_i(t)$, соответствующих всем возможным значениям сдвига, с учетом исходных кодов $G_1(t)$ и $G_2(t)$ равно 1025. Из них для практического использования отбираются 37 кодов с наиболее хорошими авто- и взаимокорреляционными функциями. Эти коды приписываются конкретным спутникам. Таким образом, пользователям системы Навстар априори известна структура дальномерного C/A -кода каждого спутника системы.

Для обеспечения синфазности P и C/A -кодов генератор C/A -кода синхронизируется от генератора x_1 P -кода. Благодаря этому установка генераторов G_1 и G_2 в состояние «Все 1» происходит под воздействием импульсов 1,5-секундных временных меток и соответствует, таким образом, эпохе x_1 P -кода. В свою очередь, делением частоты следования кода Гоулда 1 кГц на 20 получаются информационные такты 50 бит/с для передачи навигационного сообщения.

3.4. РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ СРНС НАВСТАР. БОРТОВАЯ АППАРАТУРА КА

Основным элементом бортовой аппаратуры спутника, во многом определяющим точность навигационной системы в целом, является высокостабильный эталонный генератор. На первых экспериментальных спутниках использовались кварцевые и рубидиевые стандарты частоты. В дальнейшем их заменили более точные и стабильные атомные цезиевые и водородные стандарты, обладающие нестабильностью частоты 10^{-13} — 10^{-14} за сутки (табл. 3.1).

Для поддержания точности синхронизации бортовых часов относительно системного времени (наземного эталона) необходима корректировка бортового эталона, которая производится

ежедневно при установке на борту спутника цезиевого эталона частоты и каждые 10 суток при установке водородного эталона.

Таблица 3.1

Характеристика	Атомные стандарты частоты		
	рубидиевый	цезиевый	водородный
Нестабильность частоты (среднеквадратическое отклонение от среднего) за сутки	$(5-10) \cdot 10^{-13}$	$(1-2) \cdot 10^{-13}$	$1 \cdot 10^{-14}$
Влияние температуры	$1 \cdot 10^{-12} / ^\circ\text{C}$	$2 \cdot 10^{-13} / ^\circ\text{C}$	$1 \cdot 10^{-13} / ^\circ\text{C}$
Систематический уход частоты	$1 \cdot 10^{-11} / \text{мес}$	Не обнаруживается	Не обнаруживается
Масса, кг	2,25	13,50	33,75
Потребляемая мощность, Вт	13	25	30
Факторы, определяющие срок службы	Помутнение стеклянной колбы	Повышение уровня шумов	Запас водорода

Атомные стандарты частоты обычно формируют выходные колебания по квантовым переходам электронов в атомах или по атомным резонансам в газах. Составной частью атомных эталонов частоты являются кварцевые генераторы, обладающие высокой кратковременной стабильностью. Эти генераторы работают в режиме синхронизации от атомного стандарта и позволяют получать на их основе точные эталоны времени, необходимые для достижения высокой точности навигационных определений с помощью ГСРНС. В бортовой аппаратуре спутников, структурная схема которой приведена на рис. 3.6, формируются в радионавигационные сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$, излучаемые на двух когерентных частотах $f_1 = 1575,42$ МГц и $f_2 = 1227,6$ МГц. Эти сигналы описываются выражениями

$$s_1(t) = A_P \cdot X P_i(t) \cdot d_i(t) \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + A_G \cdot X G_i(t) \cdot d_i(t) \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) \quad (3.11)$$

и

$$s_2(t) = B_P \cdot X P_i(t) \cdot d_i(t) \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2), \quad (3.12)$$

где $X P_i(t)$, $X G_i(t)$ — соответственно P и G/A -коды i -го спутника; A_P , A_G , B_P — амплитуды генерируемых колебаний; $d_i(t)$ — цифровой код (биты) навигационного сообщения i -го спутника; φ_1 , φ_2 — начальные фазы сигналов. Коды $X P_i(t)$, $X G_i(t)$, $d_i(t)$ принимают одно из двух допустимых значений ± 1 .

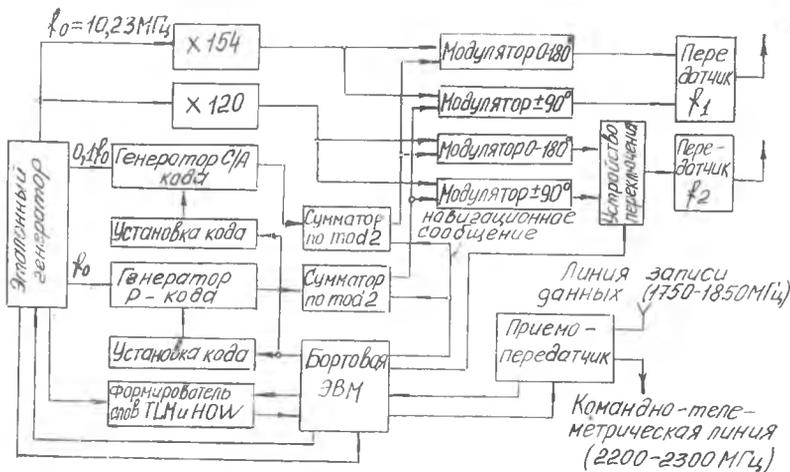


Рис. 3.6. Структурная схема бортовой аппаратуры КА системы Навстар

Из выражений (3.11) следует, что P -код передается на частотах f_1 и f_2 , C/A -код — только на частоте f_1 .

Заметим, что умножение амплитуды сигнала на ± 1 эквивалентно манипуляции его фазы на $0, \pi$. Таким образом, сигналы $s_1(t), s_2(t)$ являются фазоманипулированными. Как видно из (3.11) и (3.12), эта манипуляция двойная и осуществляется дальномерным кодом и навигационным сообщением. Скорость передачи символов навигационного сообщения (50 бит/с) в 20 раз ниже частоты повторения C/A -кода и в 200 раз — частоты повторения P -кода. Это означает, что на интервале времени, равном длительности одного символа навигационного сообщения, укладывается 20 реализаций C/A -кода и 200 — P -кода. Ясно, что в таких условиях, с одной стороны, манипуляция сигнала навигационным сообщением не разрушает дальномерные коды, а с другой стороны, имеется возможность демодуляции сложно модулированного сигнала и выделения из него информации, заключенной в навигационном сообщении.

Отметим еще одну особенность сигнала $s_1(t)$. В этом сигнале предусматривается возможность фазового разделения в приемнике АП P - и C/A -сигналов.

Как видно из (3.11), эти сигналы передаются на одной несущей частоте, но в квадратуре, со сдвигом на $\pi/2$. Разделение сигналов основано на свойстве ортогональности гармонических функций — \sin и \cos . В корреляторе приемника АП, как нетрудно убедиться, при умножении принятого сигнала на опорное колебание, синфазное с одним из сигналов (P или C/A), этот сигнал выделяется, а второй, наоборот, подавляется.

Для ускорения первоначального поиска и вхождения в режим слежения за C/A -кодом в сигнале $s_1(t)$ амплитуда A_G в два раза превышает амплитуду A_p .

Поскольку тактовые частоты и длительности элементарных символов P - и C/A -кодов отличаются в 10 раз, то и спектры этих сигналов различаются по ширине в 10 раз. Спектр P -сигнала соответственно длительности элементарного символа кода 0,1 мкс занимает полосу частот 20 МГц (измеренную по первым «нулям» спектра). Подобным образом ширина спектра C/A -сигнала составляет 2 МГц (рис. 3.7).

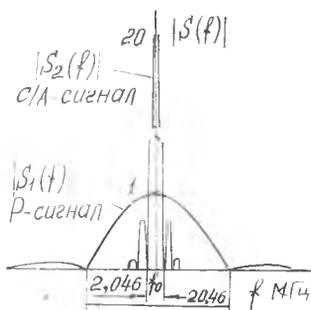


Рис. 3.7. Спектры P - и C/A -сигналов

Благодаря этому различию в ширине спектров создаются предпосылки для измерения псевдодальности с разными масштабами точности при работе с P - и C/A -сигналами.

Отметим особенности АКА (рис. 3.6). Наложение кода навигационного сообщения на дальномерные C/A и P -коды осуществляется с помощью логической операции суммирования по модулю 2. Передатчики работают в режиме независимого возбуждения. Задающий генератор образуют ЭГ совместно с умножителями $\times 156$, $\times 120$. Сдвиг фаз C/A и P -сигналов на $\pi/2$ происходит в модуляторах. Работа прочих узлов АКА рассматривалась выше.

4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ СЛЕЖЕНИЯ ЗА НЕСУЩЕЙ И ЗА ЗАДЕРЖКОЙ СИГНАЛОВ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ

Как уже отмечалось, в АП ГСРНС применяется следящий прием сигналов. Слежение осуществляется за двумя параметрами сигнала: за несущей частотой и за задержкой. Благодаря слежению обеспечиваются высокая точность измерения псевдодальности и псевдоскорости, высокая чувствительность приемника АП и разрешение сигналов различных КА. В построении следящих измерителей СРНС имеются особенности, обусловленные структурой принимаемых сигналов и совместным измерением двух параметров. В частности, в широкополосных фазоманипулированных сигналах подавляется несущая, за которой собственно осуществляется слежение. Однако эта особенность

сигналов не исключает возможности слеящего узкополосного приема, так как существуют методы свертки спектра фазоманипулированных сигналов и восстановления несущей при приеме.

По способу слежения за несущей различают два класса систем: когерентные и некогерентные. Первые основаны на использовании фазовой автоподстройки (ФАП), вторые — частотной автоподстройки (ЧАП). Упрощенная структурная схема, показывающая способ взаимодействия схем слежения за несущей (ССН) и слежения за задержкой (ССЗ), в когерентной системе показана на рис. 4.1. В этой системе с выхода ССЗ в канал слежения за несущей поступает опорный дальномерный (С/А или Р) код.

С помощью умножителя 1 в этом канале снимается фазовая манипуляция сигнала дальномерным кодом (существо такой демодуляции поясним ниже). Вместе с тем манипуляция цифровым кодом навигационного сообщения и необходимость восстановления несущей сохраняются. Однако ука-

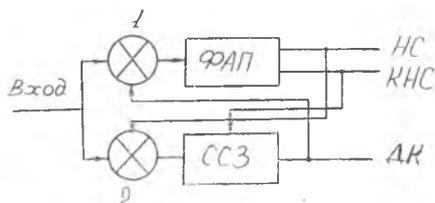


Рис. 4.1. Схема сопряжения ССН и ССЗ; НС — несущая; КНС — код навигационного сообщения; ДК — дальномерный код

занная выше операция приводит к сжатию спектра сигнала на входе ФАП и преобразованию его из широкополосного в узкополосный. Естественно, что при этом из сигнала исключается информация о дальности. Восстановление несущей и выделение кода информационного сообщения происходит в устройстве ФАП. Для этого используются специальные схемы ФАП.

С выхода устройства ФАП несущая в качестве опорного гармонического колебания поступает на вход умножителя 2 в канале слежения за задержкой, в котором происходит синхронное детектирование входного сигнала. В результате на входе ССЗ из сигнала исключается несущая, его спектр переносится в область низких частот, и радиочастотный сигнал преобразуется в видеочастотный. Таким образом, в сигнале сохраняется лишь информация, заключенная в запаздывании сигнала, которая выделяется в ССЗ.

Код навигационного сообщения, сохраняющийся в видеосигнале на входе ССЗ, создает, вообще говоря, помеху системе слежения за задержкой. Для устранения влияния кода навигационного сообщения на работу ССЗ этот код вводится в ССЗ с выхода ССН.

Частота несущей, поступающей с выхода ССН, сравнивается с частотой внутреннего эталонного генератора АП. В резуль-

тате определяется псевдодоплеровская частота (псевдорadiaльная скорость). Задержка (фаза) дальномерного кода, поступающего с выхода ССЗ, измеряется относительно внутренней шкалы времени, которая создается также с помощью эталонного генератора. Таким образом измеряется псевдодальность. Как видно, в измерителе происходит разделение функций измерения псевдодальности и псевдоскорости.

При некогерентном приеме сигналов принципиально возможно построить ССЗ, для работы которой нет необходимости в слежении за несущей. Однако в таком случае сложно обеспечить высокую чувствительность приемника АП.

Проблема обеспечения высокой чувствительности приемника АП чрезвычайно важна в ГСРНС, так как навигационная радиолиния имеет большую протяженность (20000 км), а бортовой передатчик КА — ограниченную (малую) мощность излучения. Повышение чувствительности достигается за счет использования узкополосного приема, свойственного приемникам следящего типа. Можно показать, что ширина полосы пропускания фильтра следящего приемного устройства определяется шириной спектра информационного (навигационного) сообщения, имеющей величину порядка десятков герц, и ошибками слежения за частотой. В некогерентной системе, в отсутствие слежения за частотой, полосу узкополосного фильтра приемника необходимо расширить на величину возможного доплеровского смещения частоты, которая может достигать десятков килогерц. Ясно, что такое расширение полосы сопровождается увеличением мощности шума приемника и снижением его чувствительности. В этом состоит одна из причин использования слежения за частотой в АП ГСРНС.

Ниже приводятся сведения о методах, принципах действия и построении известных устройств слежения за несущей и задержкой, которые потенциально могут быть использованы в ГСРНС. Вопросы практического построения АП СРНС Навстар рассматриваются в разд. 6.

4.2. УСТРОЙСТВА СЛЕЖЕНИЯ ЗА НЕСУЩЕЙ, ОСНОВАННЫЕ НА ПРИНЦИПЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Принцип фазовой автоподстройки частоты. Устройства ФАП представляют собой замкнутую систему автоматического управления, в которой фаза и частота местного опорного колебания подстраиваются соответственно под фазу и частоту входного сигнала. Основными узлами типовой системы ФАП являются фазовый детектор, узкополосный петлевой фильтр (ПтФ), перестраиваемый управляемый генератор (УГ). Структурная схема типовой системы приведена на рис. 4.2.а.

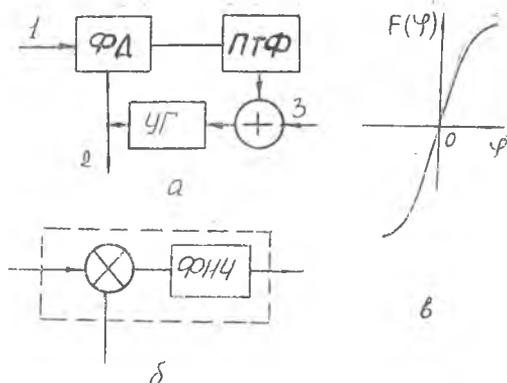


Рис. 4.2. Структурная схема (а) и характеристика дискриминатора (б) простейшей ФАП: 1 — входной сигнал + шум; 2 — выход для определения доплеровской частоты; 3 — вход напряжения поиска

Предположим для простоты, что входной полезный сигнал — гармоническое колебание. Выходной сигнал ФД имеет величину, пропорциональную произведению амплитуд входного и опорного колебаний и косинусу разности их фаз. Эквивалентная схема фазового детектора состоит из перемножителя сигналов и ФНЧ, подавляющего в выходном сигнале составляющие высших гармоник (рис. 4.2,б). Тогда $U_{\text{фд}} = 1/2 A_s \cdot A_{\text{оп}} \cos \Phi$, где A_s , $A_{\text{оп}}$ — амплитуды входных колебаний, Φ — разность их фаз. Ясно, что система будет в равновесном состоянии, если частоты входного сигнала и опорного колебания равны, а их фазы сдвинуты на $\pi/2$, так как $\cos \pi/2 = 0$. Введем рассогласование φ и запишем $\Phi = \pi/2 - \varphi$.

Тогда

$$U_{\text{фд}} = 1/2 A_s A_{\text{оп}} \cos (\pi/2 - \varphi) = K_{\text{фд}} \sin \varphi,$$

где $K_{\text{фд}} = 1/2 A_s A_{\text{оп}}$ — коэффициент передачи ФД.

Ясно, что характеристика фазового дискриминатора

$$F_{\text{фд}}(\varphi) = U_{\text{фд}}(\varphi) / K_{\text{фд}} = \sin \varphi$$

— нечетная функция рассогласования φ , причем при малых φ эта функция линейная (рис. 4.2,в).

Система фазовой автоподстройки частоты отслеживает изменение фазы (частоты) входного сигнала. В самом деле, рассогласованию по фазе φ на выходе ФД соответствует сигнал рас-

согласования $K_{\text{Фд}} \sin \varphi$, который через ПтФ воздействует на УГ таким образом, чтобы $\varphi \rightarrow 0$.

Контур ФАП работает как демодулятор, в котором на выходе фазового детектора действуют составляющие модуляции спектра входного сигнала. Ясно, что широкополосная помеха, воздействующая на вход ФД, на его выходе также является широкополосной. Такая помеха ослабляется узкополосным петлевым фильтром.

Особенности декодирования сигналов с двухфазной фазовой манипуляцией (ФМ). Как уже отмечалось выше, в системе Навстар излучаемое спутником колебание подвергается двойной фазовой манипуляции дальномерным кодом и навигационным сообщением с девиацией фазы $\pm \pi/2$ рад $(0, \pi)$. В случае противофазной манипуляции и при строго симметричном модулирующем коде в ФМ-сигнале несущая подавляется. При достаточно длинных модулирующих всевслучайных последовательностях, как это имеет место в системе Навстар, остаточная компонента несущей практически отсутствует. В таком случае для слежения за «несущей» простейшие устройства рассмотренного выше вида оказываются непригодными. Поэтому необходимо восстановление несущей теми или иными способами. В зависимости от двух перечисленных видов манипуляции эти способы оказываются различными.

Закономерность псевдослучайного дальномерного кода, приспанного каждому из спутников системы, заранее известна пользователю. Поэтому такой код в аппаратуре пользователя воспроизводится местным кодовым генератором. Синхронизация по времени местного опорного кода с кодом принимаемого сигнала осуществляется с помощью системы слежения за временной задержкой. В этих условиях демодуляция фазовой манипуляции дальномерным кодом и сопутствующее этому сжатие спектра производится путем непосредственной корреляционной обработки. Такая обработка совершенно подобна манипуляции фазы в балансном модуляторе передатчика и выполняет функцию обратную этой модуляции. Суть восстановления несущей коррелятором прямого действия показывается на рис. 4.3.

В приведенных рассуждениях не учитывалась фазовая манипуляция цифровым сигналом навигационного сообщения.

Ясно, что после умножения принятого фазоманипулированного сигнала на опорный дальномерный код демодулированный сигнал, в отличие от случая, показанного на рис. 4.3, становится не гармоническим, а остается манипулированным на фазе колебанием. Тактовая частота этой манипуляции определяется тактовой частотой цифрового кода навигационного сообщения (50 Гц).

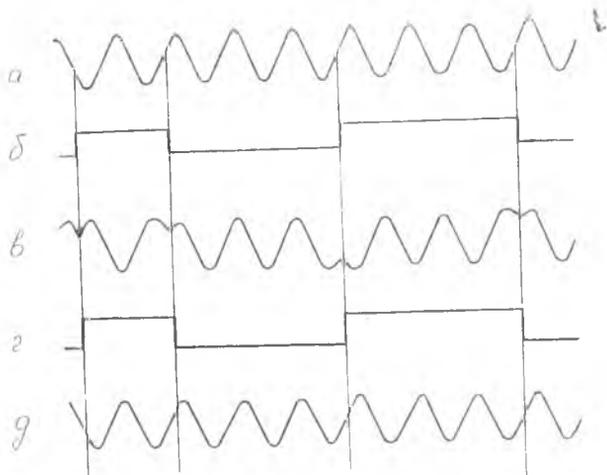


Рис. 4.3. Принцип восстановления несущей коррелятором прямого действия: а — несущая (в передатчике); б — кодовая последовательность; в — ФМ-сигнал; г — опорная кодовая последовательность; д — восстановленная несущая

Нетрудно видеть, что характер реакции простейшей ФАП (рис. 4.2) на воздействие фазоманипулированного сигнала с такой низкой частотой манипуляции может различаться в зависимости от соотношения между полосой пропускания петлевого фильтра и частотой манипуляции.

Для системы, у которой полоса петлевого фильтра много меньше частоты, а постоянная времени фильтра больше периода манипуляции, этот сигнал должен рассматриваться как модулированное колебание с подавленной несущей. Естественно, что простейшая система ФАП не в состоянии отслеживать «несущую» частоту такого сигнала.

Для восстановления несущей в сигнале с подавленной несущей и выделения из него информационного сообщения существуют различные способы. В частности, известны схема с возведением в квадрат (удвоением частоты), метод синфазно-кватратурного умножения (схема Костаса) и метод управления по решению, использующий детектированный поток элементов (символов кода) для удаления модуляции в сигнале.

Система ФАП по схеме с удвоением частоты. Схема такой ФАП изображена на рис. 4.4.

Принятый сигнал пропускается через полосовой фильтр ПФ1, выделяющий сигнал из помех. Сигнал на выходе этого фильтра

фильтр в окрестности компоненты несущей частоты. Замкнутая система ФАП принципиально может иметь малую ширину полосы, поскольку это возможно при заданных требованиях к скорости поиска и времени захвата. Для ускорения поиска и захвата часто используется ФАП с относительно широкой полосой. После захвата полоса сужается с тем, чтобы уменьшить фазовый шум в восстановленной несущей, обусловленный входной помехой. На практике, однако, необходимо учитывать доплеровский сдвиг частоты, а также то обстоятельство, что принимаемое несущее колебание имеет флюктуацию фазы. Поэтому полоса частот контура ФАП, с одной стороны, должна быть достаточно широкой для того, чтобы отслеживались доплеровский сдвиг, а также флюктуации фазы (дрожание) возведенного в квадрат сигнала, а с другой стороны, не настолько широкой, чтобы отслеживать полезную модуляцию сигнала информационным сообщением (50 Гц). Информационное (навигационное) сообщение выделяется устройством, состоящим из умножителя и фильтра нижних частот, на вход которого поступает входной сигнал и опорное колебание — восстановленная несущая. Недостаток метода — уменьшение отношения сигнал-помеха, обусловленное наличием в (4,1,б) составляющих биеений сигнала с шумом.

Метод синфазно-квадратурного умножения (схема Костаса). Наиболее часто для демодуляции сигналов с двумя боковыми полосами и подавленной несущей используются комбинированные системы фазовой автоподстройки с двумя квадратурными каналами, именуемые квадратурными I — Q -демодуляторами или демодуляторами Костаса (рис. 4.5,а). В этом устройстве создается опорное колебание с когерентной фазой независимо от двухфазной манипуляции элементами передаваемого сообщения.

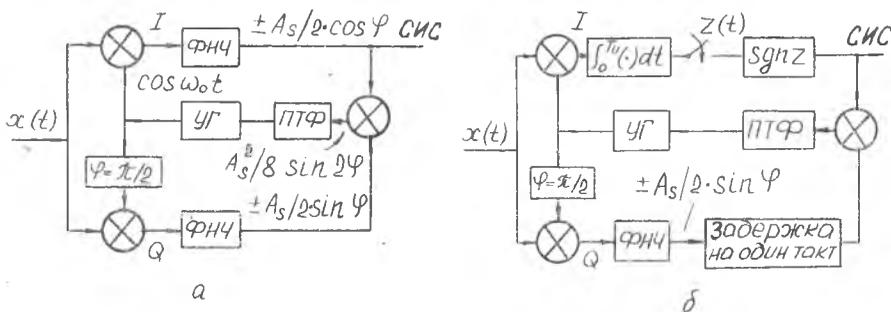


Рис. 4.5. Схемы ФАП Костаса и с обратной связью по решению: СИС — символы информационного сообщения

Управляемый генератор УГ создает опорное колебание несущей частоты ω_0 , которое перемножается со входным фазоманипулированным сигналом $x(t) = \pm A_s \cos(\omega_0 t + \varphi)$ в синфазном I и квадратурном Q каналах.

Здесь φ — рассогласование по фазе входного и опорного сигналов. Сигнал на выходе перемножителя I имеет вид

$$x_I(t) = \pm \frac{A_s}{2} [\cos \varphi + \cos(2\omega_0 t + \varphi)], \quad (4.2)$$

а на выходе перемножителя Q

$$x_Q(t) = \pm \frac{A_s}{2} [\sin \varphi + \sin(2\omega_0 t + \varphi)]. \quad (4.3)$$

Фильтры нижних частот в каналах подавляют в сигналах $x_I(t)$ и $x_Q(t)$ составляющие частоты $2\omega_0$. Низкочастотные сигналы, выделенные в ФНЧ и содержащие информацию о фазовой манипуляции $\pm A_s$ и о фазе несущей φ , перемножаются в третьем перемножителе, в результате чего получается сигнал рассогласования

$$U_{pc} = \frac{A_s^2}{8} \sin 2\varphi, \quad (4.4)$$

не зависящий от манипуляции фазы. Рассогласование (4.4) сглаживается в узкополосном петлевом фильтре ПтФ нижних частот и поступает на управление УГ. Таким образом контур ФАП замыкается.

Преимущество демодулятора Костаса по сравнению со схемой с удвоением частоты состоит в его меньшей чувствительности к сдвигам центральной частоты и способности к работе в более широком диапазоне частот. Недостатком этой схемы является необходимость тщательного согласования величины группового времени задержки в двух каналах системы. В демодуляторе передаваемое сообщение получается в синфазном канале.

Сигнал $\pm \frac{A_s}{2} \cos \varphi$ на выходе этого канала соответствует сигналу цифровой информации $\pm A_s/2$, так как в режиме синхронизации рассогласование φ принимает малое значение и $\cos \varphi \approx 1$. Следует отметить, что в демодуляторе Костаса отсутствует возможность однозначного определения, какой символ демодулированного сигнала соответствует «единице» и какой «нулю». Поэтому необходимо предусматривать специальные меры для устранения этой неоднозначности.

Система с обратной связью по решению. В третьем методе получения когерентного опорного колебания из сигнала с подавленной несущей и цифровой модуляцией используется обратная связь, управляемая принятым решением. На рис. 4.5,6 по-

казано, каким образом петля Костаса может быть превращена в петлю восстановления несущей с управлением по решению.

В третьем перемножителе вместо умножения на $\pm A_s \cos \varphi$ умножение производится на двоичное решение этого элемента. Двоичное решение принимается в синфазном канале I . Этот канал работает как корреляционный детектор. Низкочастотная составляющая произведения входного сигнала $\pm A_s \cos(\omega_0 t + \varphi)$ на опорное колебание $\cos \omega_0 t$, равная $\pm \frac{A_s}{2} \cos \varphi$, интегрируется на интервале T_n и испытывается на порог, после чего интегратор обнуляется. В результате образуются «твердые» решения $d(t) = \pm 1$. В квадратурном канале перед образованием произведения сигнал ошибки $\pm (A_s/2) \sin \varphi$ должен быть задержан на время, равное длительности двоичного элемента цифрового кода сообщения T_n . Как видно, умножение этого сигнала производится на прямоугольную волну с амплитудой ± 1 , благодаря чему упрощается аппаратура.

Заметим, что устройство с управлением по решению работает с малой потерей качества. Даже при вероятности ошибки решений 5% теряется только 0,46 мощности несущей [8].

Система со снятием модуляции. Один из недостатков системы с обратной связью по решению состоит в необходимости вводить задержку в квадратурном канале. Кроме того, посимвольная синхронизация (управление цепью интегрирования и сброса) может потребовать значительного времени на установление синхронизации. Более быстрый захват несущей и упрощение технической реализации можно достигнуть в системе, схема которой представлена на рис. 4.6. Рассмотрим особенности работы этой системы. Как и прежде, в канале I входной сигнал $x(t) = \pm A_s \cos(\omega_0 t + \varphi) + \text{шум}$ умножается на опорное колебание $\cos \omega_0 t$. Сигнальная составляющая этого произведения $\pm A_s/2 \cos \varphi$ подается на идеальный ограничитель.

При достаточно большом отношении сигнал—помеха выходной сигнал ограничителя представляет собой оценку модуляции, т. е. последовательность ± 1 . Образованное таким образом прямоугольное колебание перемножается с выходным сигналом (сигна-

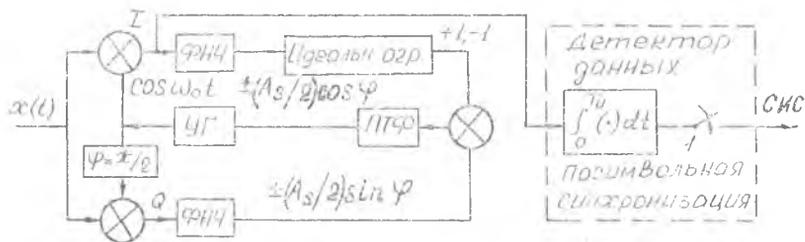


Рис. 4.6. Схема ССН со снятием модуляции

лом рассогласования) квадратурного канала. Последующая часть схемы функционирует подобно рассмотренным выше системам.

4.3. СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКОЙ СИГНАЛОВ

Общие принципы построения систем слежения за задержкой (ССЗ) сигналов.

Автоматическая подстройка по времени является некоторой аналогией фазовой автоподстройки. Чувствительным элементом в системе автоподстройки по времени, как и в ФАП, является коррелятор (перемножитель). Путем поэлементного сравнения в корреляторе передаваемой последовательности с опорной последовательностью определяется их функция взаимной корреляции, значения которой, в свою очередь, зависят от относительного сдвига последовательностей.

Обратимся сначала к задаче получения оценки запаздывания для произвольного сигнала $s(t + \tau)$. Обозначим через $\hat{\tau}$ оценку величины запаздывания τ , а $\epsilon = \tau - \hat{\tau}$ — погрешность оценки.

В условиях воздействия аддитивного гауссовского шума оптимальная оценка $\hat{\tau}$ может быть получена по критерию максимального правдоподобия.

В теории сигналов показывается [9], что основная операция, которую необходимо выполнить для получения оптимальной оценки $\hat{\tau}$, заключается в формировании произведения входного сигнала $x(t) = A_s s(t + \tau) + n(t)$ на опорный сигнал $s'(t + \tau)$ и последующем усреднении этого произведения. Как видно, входной сигнал представляет собой смесь сигнальной (полезной) составляющей и шума, а опорный сигнал — производная от ожидаемого сигнала $s(t + \tau)$. (Здесь полагается, что сигнал $s(t)$ дифференцируем, что, вообще говоря, не всегда выполняется). Эта операция производится в корреляторе — чувствительном элементе следящего измерителя замкнутого типа.

Рассмотрим случай, когда сигнал $s(t)$ является стационарным, в широком смысле эргодическим случайным процессом с нулевым средним, а величины $\tau(t)$, $\hat{\tau}(t)$ постоянны или медленно изменяются во времени. Тогда математическое ожидание произведения

$$E\{[A_s s(t + \tau) + n(t)]s'(t + \tau)\} = -A_s R'_s(\tau - \hat{\tau}) = -A_s R'_s(\epsilon), \quad (4.5)$$

где $E\{\cdot\}$ — символ операции усреднения;

$R'_s(\epsilon) = dR_s(\epsilon) / d\epsilon$ — производная автокорреляционной функ-

ции сигнала $s(t)$. Реально в выходном сигнале коррелятора имеются сигнальная и помеховая составляющие. Выражением (4.5) определяется первая из этих компонент. В общем случае, учитывая шумовую компоненту $n_{ш}(t)$, для выходного сигнала коррелятора можно написать

$$z(t) = -A_s R'_s[\varepsilon(t)] + n_{ш}(t). \quad (4.6)$$

Для малых значений ошибки ε выражение (4.6) можно упростить. Для этого разложим функцию $R'_s(\varepsilon)$ в ряд Тейлора:

$$R'_s(\varepsilon) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \varepsilon^n / n! \quad (4.7)$$

В случае малых $|\varepsilon|$ в сумме (4.7) существенным будет только первое слагаемое. При этом условии

$$z(t) = -A_s a_1 \varepsilon(t) + n_{внт}(t) + n_{ш}(t). \quad (4.7, a)$$

Таким образом, в первом приближении сигнальная составляющая выхода коррелятора является линейной функцией рас- согласования. Отброшенные члены разложения $R'_s(\varepsilon)$ в выражении (4.7, a) учитываются слагаемым $n_{внт}(t)$, имеющим смысл внутренней помехи, возникающей в корреляторе. В случае гауссовского сигнала коэффициент a_1 , характеризующий крутизну дискриминатора в окрестности точки $\varepsilon = 0$, определяется выражением [9]

$$a_1 = \int_0^{\infty} \omega^2 G_s(j) dj$$

и зависит только от энергетического спектра сигнала $G_s(j)$. Заметим, что функция корреляции эргодического процесса и его энергетический спектр связаны между собой преобразованием Винера—Хинчина. Отсюда следует, что и вид дискриминаторной характеристики (т. е. функции $R'_s(\varepsilon)$) в целом также определяется формой спектра сигнала. Примеры спектров сигналов и соответствующие характеристики дискриминатора показаны на рис. 4.7. Ясно, что эти характеристики являются идеальными и соответствуют случаю согласования дискриминатора с ожидаемым сигналом. Однако при малых значениях $|\varepsilon|$ все характеристики имеют линейный участок и в этом смысле являются одинаковыми.

Структурная схема когерентной системы слежения за задержкой псевдослучайной последовательности (ПСП). Напомним, что в когерентной системе слежение осуществляется за видеочастотной ПСП, так как несущая из ФМ-радиосигнала исключается в когерентном демодуляторе. В задаче синтеза дискриминатора ССЗ удобно заменить производную корреляционной функции $R'(\varepsilon)$ конечной разностью

$$D(\varepsilon) = R_s(\varepsilon - T/2) - R_s(\varepsilon + T/2). \quad (4.8)$$

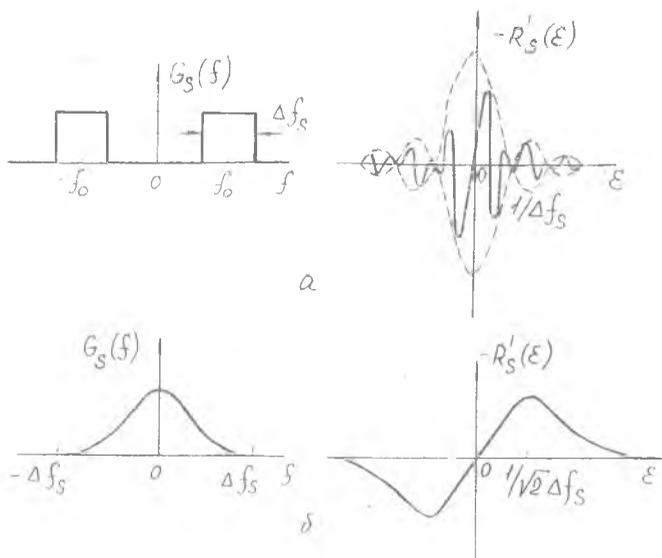


Рис. 4.7. Примеры энергетических спектров сигналов и соответствующих им характеристик дискриминаторов: *а* — узкополосный процесс; *б* — широкополосный процесс

Функция корреляции ПСП $R_s(\tau)$ приведена на рис. 4.8, *а* (см. также разд. 3). Дискриминаторная кривая $D(\epsilon)$, построенная в соответствии с формулой (4.8), показана на рис. 4.8, *б*. Нетрудно заметить, что дискриминаторная характеристика $D(\epsilon)$ линейна относительно значений ϵ для $|\epsilon| \leq T/2$ и равна нулю

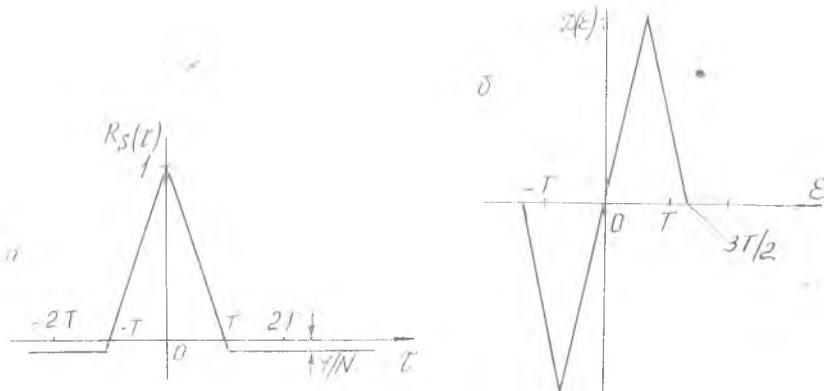


Рис. 4.8. Функция автокорреляции ППС (*а*) и характеристика дискриминатора ССЗ (*б*)

при $3/2 T \ll |\epsilon| \leq \frac{N-3}{2} T$. Дискриминаторная характеристика (4.8) получается при опорном сигнале

$$\delta s(t+\tau) = s(t+T/2+\tau) - s(t-T/2+\tau), \quad (4.9)$$

взятом со сдвигом на длительность T одного элемента ПШС последовательности.

В самом деле,

$$D(\epsilon) = E\{\delta s(t+\tau) s(t+\tau)\} = R_s(\epsilon - T/2) - R_s(\epsilon + T/2).$$

Структурная схема системы слежения за задержкой ПШС приведена на рис. 4.9. Эта схема работает следующим образом.

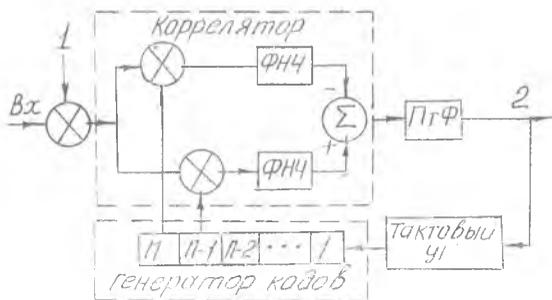


Рис. 4.9. Структурная схема когерентной ССЗ: 1 — несущая от ССН, 2 — сигнал, пропорциональный производной от оценки времени запаздывания

Генератор опорной ПСП, состоящий из сдвигового регистра с соответствующими обратными связями, работает под управлением последовательности тактовых импульсов, поступающих с тактового управляемого генератора (УГ). Опережающая и запаздывающая копии опорной последовательности снимаются с n -го и $n-1$ -го разрядов сдвигового регистра. Запаздывание

опорной последовательности составляет оценку τ запаздывания входного сигнала. В корреляторе (дискриминаторе) образуется сигнал рассогласования, пропорциональный ошибке слежения

$$\epsilon = \tau - \tau.$$

В петлевом фильтре сглаживаются случайные ошибки в сигнале рассогласования. «Очищенный» таким образом от помех сигнал рассогласования воздействует на тактовый УГ и изменяет частоту следования тактовых импульсов. Нетрудно видеть, что при возрастании частоты следования тактовых импульсов фаза генератора кодовой последовательности получает допол-

нительное приращение. Напротив, уменьшение тактовой частоты приводит к уменьшению оценки. Таким образом контур ССЗ замыкается.

Можно показать, что тактовый УГ как звено замкнутой системы автоматического управления обладает свойствами интегратора. В самом деле, при нулевом сигнале рассогласования на входе тактового УГ, частота следования тактовых импульсов постоянна. При постоянном сигнале рассогласования тактовая частота, в зависимости от знака рассогласования, линейно увеличивается или уменьшается. Ясно, что перечисленные свойства присущи интегратору. Учитывая это свойство тактового УГ, нетрудно видеть, что в замкнутой системе на его входе действует сигнал, пропорциональный производной оценки времени запаздывания.

Как показано выше, в ССЗ отклонение реальной характеристики дискриминатора от линейной учитывается путем введения в систему дополнительного источника внутренней помехи. Рассмотрим суть этой помехи.

Выходной сигнал дискриминатора ССЗ запишем в виде

$$U_D(t, \varepsilon) = \delta s(t + \tau) [\sqrt{P_s} s(t + \tau) + n_{ш}(t)] = \\ = \sqrt{P_s} [D(\varepsilon) + n_{внт} + n_{ш}(t) / \sqrt{P_s}], \quad (4.10)$$

где P_s — мощность сигнала.

Под составляющей собственного внутреннего шума в выходном сигнале (4.10) понимаем разность между полным выходным сигналом (без учета флюктуационного шума) и идеальным откликом дискриминатора, соответствующим характеристике $D(\varepsilon)$:

$$n_{внт}(t, \varepsilon) = s(t + T/2 + \tau) s(t + \tau) - \\ - s(t - T/2 + \tau) s(t + \tau) - D[\varepsilon(t)]. \quad (4.11)$$

Анализ влияния собственной помехи $n_{внт}$ на работу ССЗ в общем случае сопряжен со значительными трудностями. В частном случае для целочисленных значений погрешности ε энергетический спектр помехи имеет вид [9]

$$G_{n_{внт}}(f, \varepsilon = mT) = 2 G_s(f) (1 - \cos 2\pi f T) \quad (4.12)$$

при $m = 0, N, 2N, \dots$

и

$$G_{n_{внт}}(f, \varepsilon = mT) = 2 G_s(f) [1 - \cos 2\pi (r - q) f T] \quad (4.13)$$

при $1 \leq m \leq N - 1$,

где r, q — целые числа, $r \neq q$; $G_s(f)$ — энергетический спектр сигнала. Энергетический спектр ПСП можно записать в виде [9]

$$G_s(f) = T (\sin \pi f T / \pi f T)^2. \quad (4.14)$$

Графики энергетического спектра сигнала и внутренней помехи при $\epsilon = T$ приведены на рис. 4.10, а и б. Характерной особенностью спектра собственной помехи является то, что этот спектр имеет нулевое значение в начале координат, т. е. на нулевой частоте. Ясно, что для подавления внутренних помех необходимо в контуре ССЗ иметь ФНЧ с достаточно узкой полосой пропускания.

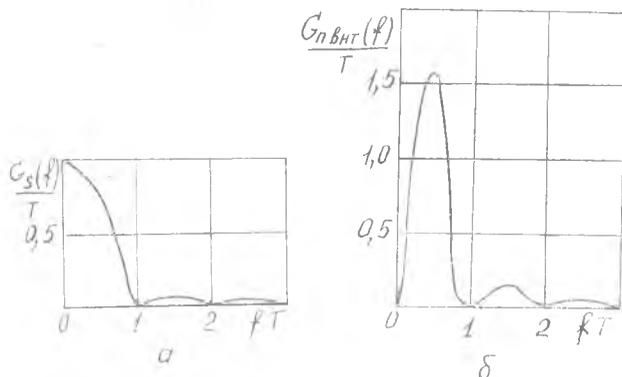


Рис. 4.10. Энергетические спектры сигнала (а) и внутренней помехи (при $\epsilon = T$) (б)

Для анализа ССЗ как замкнутой системы автоматического управления можно воспользоваться ее линейризованным представлением, справедливым при малых значениях ошибки e . Такая линейризация возможна благодаря тому, что при $\epsilon \rightarrow 0$ дискриминатор ССЗ имеет линейную характеристику независимо от его конкретной реализации (см. рис. 4.7).

Структурная схема линейризованной системы приведена на рис. 4.11. Передаточная функция замкнутой линейризованной ССЗ имеет вид

$$\Phi(p) = k H_{\phi}(p) / [p + k H_{\phi}(p)], \quad (4.15)$$

где $k = k_D k_{\phi} k_{yг}$; $H_{\phi}(p)$ — нормированная передаточная функция петлевого фильтра; k_D — коэффициент, характеризующий крутизну дискриминатора; k_{ϕ} — коэффициент усиления петлевого фильтра на нулевой частоте; $k_{yг}$ — коэффициент передачи УГ, который полагается интегратором: $H_{yг}(p) = k_{yг} / p$.

Опираясь на структурную схему (рис. 4.11), методами теории линейных систем можно определить характеристики ССЗ в переходном и установившемся режимах, в частности, определить дисперсию оценки запаздывания τ , обусловленную шумовой составляющей помехи.

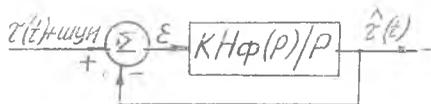


Рис. 4.11. Структурная схема линейризованной ССЗ

По отношению к собственной помехе предположения о линейности системы, вообще говоря, не справедливы, так как эта помеха зависит от рассогласования ϵ , что указывает на нелинейность. Для вычисления дисперсии оценки запаздывания, обусловленной внутренней помехой, целесообразно «заморозить» рассогласование ϵ , взять, например, «наихудший» случай $\epsilon = T$ и далее воспользоваться вышеупомянутыми методами.

Отметим особенности работы ССЗ в условиях воздействия интенсивных помех. Воздействие помех на ССЗ приводит к возникновению в ней флюктуаций измеренного времени $\hat{\tau}$ — оценки запаздывания. Когда флюктуации запаздывания сигнала становятся чрезмерно большими, в дискриминаторе возникают пороговые явления. Большие ошибки оценки запаздывания приводят к тому, что рабочая точка на характеристике дискриминатора в некоторые моменты времени переходит в область отрицательной крутизны. При $|\epsilon| \geq 3/2 T$ коэффициент передачи дискриминатора обращается в нуль, петля ССЗ вообще оказывается разомкнутой.

Экспериментальные исследования показали, что в отсутствие динамических ошибок при $\sigma = 0,3 T$ вероятность срыва слежения составляет весьма малую величину [9].

4.4. НЕКОГЕРЕНТНЫЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ПСЕВДОШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Принцип действия. Некогерентные ССЗ принципиально могут работать в отсутствие слежения за несущей частотой принимаемого сигнала. В них не требуется предварительное преобразование ФМ-радиосигнала в видеочастотный сигнал. Такие системы основаны на вычислении огибающей функции взаимной корреляции принимаемого и опорного радиосигналов, для чего используется квадратичное (амплитудное) детектирование сигналов. Структурная схема одного из возможных вариантов некогерентной ССЗ показана на рис. 4.12.

Радиосигнал, манипулируемый по фазе псевдослучайной последовательностью, а также передаваемой двоичной информацией совместно с помехой типа белого шума, поступает на вход системы. Этот сигнал можно представить в виде

$$x(t) = \sqrt{2P_s} d(t) s(t + \tau) \sin(\omega_s t + \varphi_s) + n(t), \quad (4.16)$$

где $P_s = A_s^2/2$ — мощность сигнала; $d(t)$ — символы информационного сообщения; $s(t)$ — псевдослучайная последовательность символов ± 1 ; τ — время запаздывания сигнала; ω_s — частота сигнала; φ_s — случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале $-\pi, \pi$; $n(t)$ — ограниченный по ширине спектра гауссовский шум с центральной частотой ω_s .

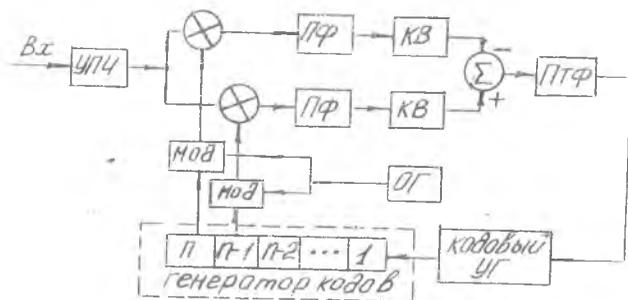


Рис. 4.12. Структурная схема некогерентной ССЗ

В каналах коррелятора входной сигнал перемножается с двумя опорными радиочастотными сигналами, манипулированным по фазе ПСП.

В качестве несущей в этих сигналах используется колебание внутреннего опорного генератора (ОГ), работающего на фиксированной частоте ω_0 . Частота ОГ смещена относительно номинальной частоты принимаемого сигнала на величину промежуточной частоты $\omega_{пч}$. Манипуляция фазы опорных сигналов осуществляется в модуляторах *Мод* с помощью ПСП, поступающих от опорного кодового генератора со сдвигом во времени на длительность одного такта T . Опорные сигналы имеют вид

$$u_{оп1}(t) = \sqrt{2} s(t + \tau + T/2) \cos \omega_0 t;$$

$$u_{оп2}(t) = \sqrt{2} s(t + \tau - T/2) \cos \omega_0 t, \quad (4.17)$$

где τ — оценка запаздывания сигнала, ω_0 — частота внутреннего опорного генератора. В результате образуются колебания разностной $\omega_{пч} = \omega_s - \omega_0$ и суммарной частоты $\omega_s + \omega_0$. Составляющие суммарной частоты не учитываем, так как они подавляются полосовыми фильтрами. На выходах перемножителей в каналах коррелятора таким образом получаются:

$$x_1(t) = \sqrt{P_s} d(t) s(t + \tau) s(t + T/2 + \tau) \sin(\omega_{пч} t + \varphi_s) + n_1(t); \quad (4.18)$$

$$x_2(t) = \sqrt{P_s} d(t) s(t + \tau) s(t - T/2 + \tau) \sin(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_s) + n_2(t). \quad (4.19)$$

Первые слагаемые в правой части выражений (4.18) и (4.19) являются сигнальными, а вторые — шумовыми составляющими полного сигнала.

Рассмотрим существо преобразований, в результате которых в перемножителях коррелятора образуются эти составляющие. Входной шум обладает достаточно широким спектром, так что значения этого шума, взятые с интервалом, равным длительности элемента ПШС, можно считать взаимно независимыми (некоррелированными) величинами. Поэтому умножение шума на ± 1 с периодом T не изменит структуры шума. Спектр шума транспонируется по оси частоты в область промежуточных частот $\omega_{\text{пч}}$. Таким образом, шумовые компоненты по-прежнему будут ограниченным по ширине спектра шумом. Сигнальные составляющие претерпевают в перемножителях более сложные преобразования. Кроме перемещения по частоте в область промежуточной частоты, происходит также изменение закономерности фазовой манипуляции. Характер этого изменения зависит от величины временного сдвига псевдослучайных последовательностей принимаемого сигнала и опорного сигнала. Обратимся к одному из каналов коррелятора, для определенности к верхнему (см. рис. 4.12), и рассмотрим прохождение сигнальной составляющей через этот канал.

Начнем анализ с ситуации, когда опорный сигнал $s(t + T/2 + \tau)$ идеально синхронизирован с сигналом $s(t + \tau)$, т. е. $\tau = \tau - T/2$. В этом случае произведение двух ПСП постоянно равно единице, поскольку каждая из ПСП состоит из символов $+1$, -1 и последовательности совпадают. Поэтому в сигнальной компоненте на выходе перемножителя происходит демодуляция фазовой псевдослучайной манипуляции. Такая компонента является гармоническим колебанием, двоично-модулированным по фазе только информационным сообщением $d(t)$. Так как тактовая частота информационного сообщения выбирается много меньше тактовой частоты псевдослучайного кода, то спектр такого сигнала оказывается узким по сравнению со спектром ПШС. В отсутствие информационного сообщения сигнальная компонента была бы чисто гармоническим колебанием. В другом случае, когда сдвиг между последовательностями составляет один или кратное число элементов кода kT , $k = 1, 2, \dots$, то произведение псевдошумовых последовательностей в силу теоремы о циклической аддитивности М-кодов представляет собой также

ПСП. Радиосигнал, модулированный такой ПСП, имеет, как и исходные сигналы, широкий спектр, равный $1/T$ по уровню 0,5. Можно показать, что при временном сдвиге большем, но не кратном T , сигнал на выходе перемножителя также обладает широким спектром. В промежуточных случаях, когда сдвиг последовательностей отличен от нуля, но меньше T , по мере уменьшения сдвига сигналов на входе перемножителя спектр выходного сигнала уменьшается по ширине и группируется вокруг центральной частоты $\omega_{пч}$.

Рассмотрим теперь прохождение сигналов через полосовые фильтры коррелятора. Эти фильтры выполняют функции, подобные интегратору в обычном корреляторе. Поэтому полоса пропускания этих фильтров выбирается узкой по сравнению со спектром ФМ-псевдослучайного сигнала. Вместе с тем ширина полосы должна выбираться с учетом возможного доплеровского смещения частоты и быть достаточной для воспроизведения на выходе фильтра сигнала с двухфазной фазовой манипуляцией информационным сообщением.

Отметим, что именно при прохождении сигналов через полосовые фильтры возникает зависимость между величиной временного сдвига и амплитудой (огibaющей) сигнала. В самом деле, при нулевом сдвиге между входной и опорной последовательностями узкополосный сигнал перемножителя воспроизводится на выходе фильтра без ослабления. При надлежащем соотношении ширины спектра фазовой манипуляции сигнала информационным сообщением и полосы пропускания фильтра манипуляция не влияет на амплитуду сигнала. Выходной сигнал фильтра в этом случае имеет максимальную амплитуду. При временном сдвиге, равном величине T (и любом сдвиге, большем T), вследствие широкополосности сигнала только пренебрежимая малая часть мощности сигнала перемножителя попадает в полосу пропускания фильтра. Амплитуда сигнала на выходе фильтра практически равна нулю. При промежуточных значениях временного сдвига между нулем и величиной T амплитуда сигнала на выходе фильтра изменяется между максимальным значением и нулем.

Перейдем к изучению закономерностей преобразования сигналов в фильтрах.

Так как узкополосные фильтры по сути дела являются интеграторами, работающими на промежуточной частоте, то огibaющая сигналов на их выходе оказывается равной среднему огibaющих входных сигналов (4.18) и (4.19). Нетрудно видеть, что

$$E\{s(t+\tau) s(t + T/2 + \tau)\} = \begin{cases} R_s (\varepsilon - T/2) & \text{при } -T/2 \leq \varepsilon \leq 3/2 T, \\ 0 & \text{при других } \varepsilon; \end{cases} \quad (4.20)$$

$$E\{s(t+\tau)s(t-T/2+\tau)\} = \begin{cases} R_s(\varepsilon + T/2) & \text{при } -\frac{3T}{2} \leq \varepsilon \leq \frac{T}{2}, \\ 0 & \text{при других } \varepsilon, \end{cases} \quad (4.21)$$

где $R_s(\varepsilon)$ — функция корреляции видеочастотных псевдослучайных сигналов;

$\varepsilon = \tau - \tau$ — ошибка оценки.

В результате для выходных сигналов получим:

$$y_1(t) = \sqrt{P_s} d(t) R_s(\varepsilon - T/2) \sin(\omega_{\text{пч}} t + \varphi) + n_{1 \text{ вых}}(t) \\ \text{при } -T/2 \leq \varepsilon \leq 3/2 T; \quad (4.22)$$

$$y_2(t) = \sqrt{P_s} d(t) R_s(\varepsilon + T/2) \sin(\omega_{\text{пч}} t + \varphi) + n_{2 \text{ вых}}(t) \\ \text{при } -3/2 T \leq \varepsilon \leq T/2. \quad (4.23)$$

В формулах (4.22) и (4.23) учитывается, что «медленная» модуляция сигналов информационным сообщением практически не усредняется фильтром.

Корреляционные функции (4.20), (4.21) определяются формулами:

$$R_s(\varepsilon - T/2) = 1 - (|\varepsilon - T/2|) / T; \quad (4.24)$$

$$R_s(\varepsilon + T/2) = 1 - (|\varepsilon + T/2|) / T. \quad (4.25)$$

Шумовые составляющие $n_{1 \text{ вых}}(t)$, $n_{2 \text{ вых}}(t)$ — это гауссовские узкополосные шумы, образовавшиеся в результате прохождения через полосовые фильтры шумовых составляющих выходных сигналов перемножителей. Квадраторы в каналах коррелятора совместно с сумматором (вычитателем) выполняют операции амплитудного детектирования сигналов.

В детекторе сигналы промежуточной частоты преобразуются в постоянное (медленно изменяющееся в динамическом режиме) напряжение. Нечувствительный к фазе амплитудный детектор подавляет фазовую манипуляцию сигнала информационным сообщением.

Рассмотрим влияние амплитудного детектирования на характеристику дискриминатора ССЗ.

Напомним, что опорные сигналы, поступающие в коррелятор с местного генератора ПШП, имеют временной сдвиг, равный T . Таким образом, в состоянии баланса (при нулевом сигнале на выходе сумматора) в каналах коррелятора сдвиг между последовательностью принимаемого сигнала и опорными последовательностями имеет одинаковые абсолютные значения, но противоположные по знаку. При дисбалансе (в пределах $\pm T/2$) сдвиг в одном канале возрастает, а в другом уменьшается. В результате выходной сигнал коррелятора с точностью до постоянного коэффициента изменяется в соответствии с дис-

криминаторной характеристикой. Выражение для дискриминаторной характеристики запишем в виде

$$D(\varepsilon) = R_s^2 (\varepsilon - T/2) - R_s^2 (\varepsilon + T/2). \quad (4.26)$$

Нетрудно убедиться в том, что на интервале $-T/2 \leq \varepsilon \leq T/2$ эта характеристика линейна. В самом деле, для $0 \leq \varepsilon \leq T/2$ в соответствии с формулами (4.24), (4.25) и (4.26) получим

$$D(\varepsilon) = [1 - (T/2 - \varepsilon)/T]^2 - [1 - (\varepsilon - T/2)/T]^2 = (2/T) \varepsilon.$$

Вид дискриминаторной характеристики $D(\varepsilon)$ показан на рис. 4.13. Сигнал рассогласования с выхода дискриминатора поступает в петлевой фильтр. Последующая часть ССЗ работает аналогично рассмотренным выше устройствам.

Как видно, для работы некогерентных систем слежения за задержкой с квадратичным детектированием принципиально вообще нет необходимости в слежении за несущей. В этих системах необходимо лишь приближенно знать частоту несущей принимаемого сигнала. Разность фактического и номинального значений промежуточной частоты не должна превышать половины полосы пропускания полосового фильтра, чтобы преобразованный на

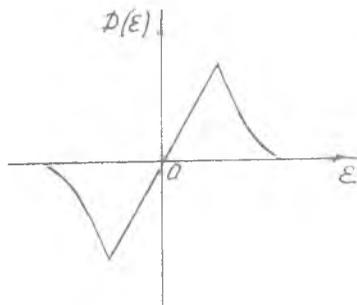


Рис. 4.13. Характеристика дискриминатора некогерентной ССЗ

промежуточную частоту сигнал попадал в полосу частот пропускания фильтра. Так как доплеровская частота в большинстве случаев неизвестна, то это означает, что полосу пропускания фильтров необходимо выбирать достаточно широкой с учетом неизвестных значений доплеровского смещения частоты.

Некогерентным системам свойственна пониженная чувствительность приемника по сравнению с когерентными системами. Понижение чувствительности обусловлено, с одной стороны, упомянутым расширением полосы пропускания фильтров коррелятора и связанным с этим увеличением мощности шума и, с другой стороны, введением в схему коррелятора нелинейных элементов — амплитудных детекторов. При совместном прохождении через детектор сигнала и шума в детекторе происходит подавление слабого сигнала сильной помехой. Возникающие таким образом потери не могут быть устранены за счет последовательной фильтрации, например, в петлевом фильтре ССЗ.

Относительно низкая чувствительность рассмотренного вида некогерентных ССЗ может оказаться неприемлемой для высокоточных систем.

4.5. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО-КОГЕРЕНТНЫЕ УСТРОЙСТВА СЛЕЖЕНИЯ ЗА НЕСУЩЕЙ И ЗАДЕРЖКОЙ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ С ФМ

Основной недостаток некогерентных ССЗ — относительно низкую чувствительность приемника — можно уменьшить путем введения слежения за несущей частотой входного сигнала. В такой ССЗ, благодаря автоподстройке частоты ОГ (см. рис. 4.12), устраняется неопределенность доплеровской частоты и, соответственно, оказывается возможным уменьшить полосы пропускания фильтров коррелятора. Существуют различные способы построения ССН на основе АПЧ, один из которых рассматривается ниже.

Дифференциально-когерентная система слежения за несущей и за задержкой кода. Структурная схема системы приведена на рис. 4.14. Рассмотрим сначала принцип действия ССН (АПЧ). В системе ССН источником опорных сигналов является управляемый генератор (УГ) несущей. УГ подстраивается под частоту несущей входного сигнала. Однако слежение за фазой не производится. Между колебанием несущей принимаемого

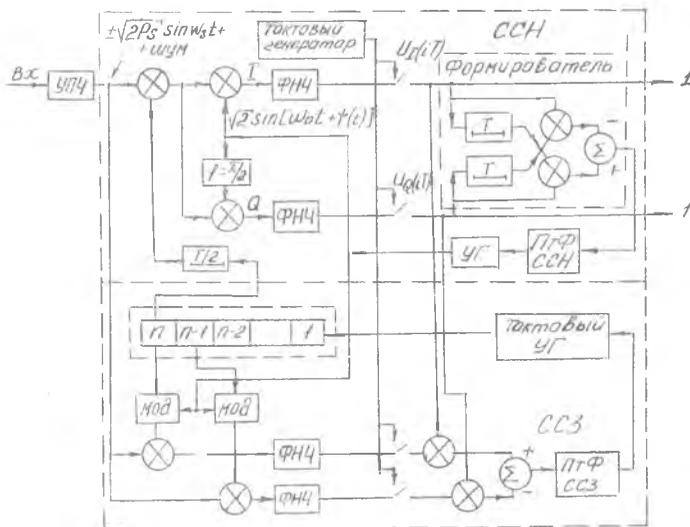


Рис. 4.14. Структурная схема дифференциально-когерентной системы слежения за несущей и за задержкой; I — выход к демодулятору информационного сообщения

сигнала и колебанием УГ допускается произвольный (случайный) сдвиг фазы. Поэтому УГ не является когерентным генератором.

На входе ССН с помощью перемножителя, на второй вход которого подается синхронный код от системы слежения за задержкой, снимается фазовая манипуляция дальномерным кодом. В преобразованном таким образом сигнале сохраняется фазовая манипуляция информационным сообщением. Напомним, что эта модуляция низкочастотная; частота следования F_n символов (битов) цифрового кода информационного сообщения много ниже тактовой частоты дальномерного кода.

В дискриминаторе ССН происходит квадратурное преобразование входного сигнала. Перемножители и ФНЧ в каналах дискриминатора образуют фазовые детекторы. Сигналы на выходе фазовых детекторов дискретизируются во времени с достаточно высокой по сравнению с F_n частотой (например, тактовой частотой дальномерного кода). В ФНЧ сигналы перемножителей интегрируются на интервале, соизмеримом с периодом временной дискретизации. Это значит, что полоса пропускания фильтров фазовых детекторов шире частоты следования информационных символов. При этом фазоманипулированный информационным кодом сигнал на входе фазовых детекторов может рассматриваться как последовательность отрезков гармонического колебания несущей частоты ω_s . Так как опорный УГ имеет приблизительно такую же частоту, то в квадратурных каналах дискриминатора образуются отсчеты сигнала:

$$U_I(iT) = k\sqrt{P_s} \cos \Psi(iT); \quad (4.27)$$

$$U_Q(iT) = k\sqrt{P_s} \sin \Psi(iT), \quad (4.28)$$

где k — коэффициент пропорциональности;

$\Psi(iT) = \Psi(t) |_{t=iT}$ — сдвиг фаз несущей принимаемого сигнала и опорного колебания УГ; T — период временной дискретизации.

В формирователе сигнала рассогласования отсчеты сигналов $U_I(iT)$, $U_Q(iT)$ задерживаются на время T . Затем на основе текущих и задержанных отсчетов образуется сигнал рассогласования по правилу

$$\begin{aligned} \varepsilon(iT) &= U_Q(iT) U_I(iT - T) - U_I(iT) U_Q(iT - T) = \\ &= k P_s \{ \sin \Psi(iT) \cos \Psi[(i-1)T] - \cos \Psi(iT) \sin \Psi[(i-1)T] \}. \end{aligned} \quad (4.29)$$

После элементарных преобразований (4.29) приводится к виду

$$\varepsilon(iT) = k \cdot P_s \sin \{ \Psi(iT) - \Psi[(i-1)T] \}. \quad (4.30)$$

Таким образом, сигнал рассогласования определяется значением синуса приращения сдвига фаз

$$\Delta \Psi (i T) = \Psi (i T) - \Psi [(i-1) T] \quad (4.31)$$

за время одного периода временной дискретизации. При малом $\Delta \Psi (i T)$, учитывая, что $\sin x = x$ при малом x , выражение (4.30) можно записать в виде

$$\varepsilon (i T) = k P_s \{\Psi (i T) - \Psi [(i-1) T]\} = k P_s \Delta \Psi (i T) . \quad (4.32)$$

Как видно из (4.30), (4.32), дифференциально-когерентная система не чувствительна к постоянному сдвигу фаз несущей и колебания УГ, который может существовать при равенстве частот этих сигналов. С другой стороны, можно показать, что сигнал рассогласования зависит от разности частот принимаемого и опорного сигналов. В самом деле, при достаточно малом T

$$\Delta \Psi (i T) \approx T \left. \frac{d \Psi (t)}{dt} \right|_{t=i T} = 2 \pi T [f_s (i T) - f_0 (i T)] . \quad (4.33)$$

Таким образом, дифференциально-когерентная система слежения за несущей представляет собой систему автоматической подстройки по частоте (АПЧ), которая следит за частотой принимаемого сигнала, а не за его фазой, как это имеет место в ФАП (см. разд. 4.2).

Сигнал рассогласования с выхода формирователя поступает в узкополосный петлевой фильтр нижних частот и далее воздействует на частоту УГ так, что в системе устанавливается равновесное состояние.

Рассмотрим влияние на работу АПЧ двухфазной $(0, \pi)$ манипуляции фазы сигнала информационным сообщением. Как отмечалось, частота временной дискретизации обычно выбирается достаточно большой, так, чтобы выполнялось условие $T \ll T_{\text{инф}}$, где $T_{\text{инф}}$ — длительность бита информационного сообщения. При этом условии количество тактов, на которые приходится скачки фазы $0 \rightarrow \pi$ или $\pi \rightarrow 0$, обусловленные фазовой манипуляцией, оказывается малым по сравнению с общим числом тактов работы устройства на некотором, достаточно большом интервале времени.

Поэтому часть отсчетов сигнала, попадающих на время смены информационного символа, можно отбрасывать. Это приводит к некоторому снижению помехоустойчивости ССН. Однако, если частота выборок много больше частоты передачи информации, то потеря помехоустойчивости будет незначительной. Анализ показывает [8], что уже при соотношении скоростей выборок и передачи информации 4:1 потеря мощности сигнала составляет всего 1,2 дБ.

Устройство ССЗ в общих чертах подобно рассмотренной выше некогерентной системе. Так как здесь частоты принимаемого и опорного сигналов практически одинаковы, то в каналах коррелятора ССЗ используются ФНЧ, а не полосовые фильтры. В некогерентной системе начальная фаза «несущей» принимаемого сигнала случайна относительно опорного колебания УГ. Поэтому значения сигналов в каналах коррелятора ССЗ зависят не только от временного сдвига принимаемой и опорной последовательностей ПШС, но и от случайной фазы. Кроме того, манипуляция фазы сигнала символами информационного сообщения приводит к соответствующей манипуляции амплитуды сигналов на выходе каналов коррелятора ССЗ. Для устранения влияния фазы на выход коррелятора ССЗ выходные сигналы каналов корреляторов схем слежения за задержкой и за несущей попарно перемножаются (рис. 4.14). Нетрудно видеть, что эти произведения пропорциональны соответственно $\cos^2 \Psi(t)$ и $\sin^2 \Psi(t)$. Так как $\sin^2 \Psi(t) + \cos^2 \Psi(t) = 1$, то при последующем суммировании влияние фазы исключается. Ясно, что эти операции эквивалентны квадратичному амплитудному детектированию. Во всем остальном работа системы слежения за задержкой подобна некогерентной системе, рассмотренной в разд. 4.3 (см. рис. 4.12).

Для выделения информационного сообщения используются дифференциально-когерентные демодуляторы сигналов. Для уяснения принципа действия нам удобнее рассмотреть такой демодулятор как автономное устройство, хотя практически демодулятор входит в состав системы слежения за несущей и за задержкой.

Дифференциально-когерентная демодуляция сигналов с ФМ. Структурная схема дифференциально-когерентного демодулятора приведена на рис. 4.15. Фазовая манипуляция сигнала дальномерным кодом снимается в перемножителе 1 с помощью ССЗ и во входном сигнале остается только двухфазная манипуляция информационным сообщением.

Нетрудно заметить, что в рассматриваемом устройстве отсутствует когерентная петля для восстановления несущей. Принципиально, как это показано на схеме, опорный генератор может работать в автономном режиме. Естественно, такой генератор является некогерентным. Однако к значению частоты, к стабильности частоты и фазы опорного гетеродина здесь предъявляются особые требования. В частности, частота колебаний ОГ должна быть приблизительно равна частоте принимаемого сигнала, а возможное изменение фазы относительно фазы «несущей» принимаемого сигнала должно быть медленным. На практике приблизительное равенство частот обеспечивается с помощью АПЧ (схему АПЧ мы рассмотрели выше).

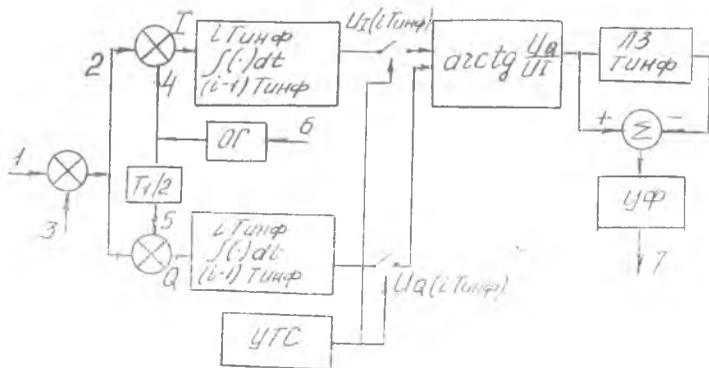


Рис. 4.15. Структурная схема дифференциально-когерентного демодулятора сигналов с ФМ: 1 — входной сигнал + шум; 2 — сигнал $x(t)$ на входе коррелятора; 3 — синхронный ПШ код; 4, 5 — опорные сигналы $U_{оп1}(t)$, $U_{оп2}(t)$; 6 — управление от АПЧ; 7 — символы информационного сообщения

Итак, местным генератором генерируются опорные колебания:

$$u_{оп1}(t) = \sqrt{2} \sin[\omega_0 t + \Psi(t)]; \quad (4.34)$$

$$u_{оп2}(t) = \sqrt{2} \cos[\omega_0 t + \Psi(t)],$$

где ω_0 — частота опорного генератора, $\omega_0 \approx \omega_s$;

$\Psi(t)$ — случайная разность фаз опорных колебаний и «несущей» принимаемого сигнала.

Фаза $\Psi(t)$ обусловлена набегом фазы, возникающим вследствие различия частот ОГ и принимаемого сигнала, и другими дестабилизирующими факторами. К фазе $\Psi(t)$ предъявляется требование малого изменения на интервале двух информационных символов:

$$|\Psi(t) - \Psi(t - 2T_{инф})| \ll \pi/2, \quad (4.35)$$

где $T_{инф}$ — время передачи одного бита информационного сообщения. (В системе Навстар $T_{инф} = 2$ мс). Иначе, случайное изменение фазы должно быть много меньше закономерного, имеющего место при фазовой манипуляции сигнала информационным сообщением. На вход демодулятора поступает принимаемый сигнал совместно с белым шумом:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sqrt{2P_s} \sin(\omega_s t + \Theta_i) + n(t) = \\ &= \sqrt{2P_s} d(t) \sin \omega_s t + n(t), \end{aligned} \quad (4.36)$$

где $\Theta_i \in 0, \pi$ — значения манипулированной фазы.

В каналах демодулятора перемножители и интеграторы (ФНЧ) образуют фазовые детекторы. Низкочастотные составляющие сигналов интегрируются на интервале времени $T_{\text{инф}}$ и дискретизируются по времени с шагом $T_{\text{инф}}$. В результате получаются дискретные отсчеты:

$$U_I(i T_{\text{инф}}) = P_s \cos [\Theta(i T_{\text{инф}}) - \Psi(i T_{\text{инф}})], \quad (4.37)$$

$$U_Q(i T_{\text{инф}}) = P_s \sin [\Theta(i T_{\text{инф}}) - \Psi(i T_{\text{инф}})]. \quad (4.38)$$

Дискретизация осуществляется тактовым синхронизатором (УТС).

Блок формирования функции $\arctg(x)$ обеспечивает получение оценок $\Theta(i T_{\text{инф}}) - \Psi(i T_{\text{инф}})$. Далее с помощью устройства задержки сигналов и вычитающего устройства сравниваются последовательные оценки фазы $\hat{\Theta}(i T_{\text{инф}})$. Устройством формирования (УФ) регистрируются изменения оценок, и в соответствии с этим формируются биты выходного сигнала.

При одинаковой вероятности ошибочного приема символа информации и отношении сигнал-помеха около 10 дБ двухфазный дифференциально-когерентный детектор имеет проигрыш по сравнению с когерентным демодулятором 0,5 дБ. При большем отношении сигнал — помеха эти системы становятся равноэффективными.

4.6. ОСОБЕННОСТИ ПРАКТИЧЕСКИХ СХЕМ СЛЕЖЕНИЯ ЗА НЕСУЩЕЙ И ЗАДЕРЖКОЙ СИГНАЛА

Рассмотрим некоторые особенности практически используемых ССН и ССЗ.

При построении ССЗ возможно применение различных схем дискриминаторов. Выше рассматривались двухканальные дискриминаторы когерентных и некогерентных ССЗ соответственно с двумя корреляторами, на один из которых подается опережающий, а на другой — задержанный опорные коды (см. рис. 4.9, 4.12, 4.14). В этих схемах корреляторы должны быть строго одинаковыми, а каналы дискриминатора — сбалансированными. В противном случае в ССЗ возникают систематические ошибки. Более простой и вместе с тем свободной от указанного недостатка является ССЗ с одним коррелятором и с τ -качаньем опорного кода.

Рассмотрим принцип τ -качания на примере некогерентной ССЗ (рис. 4.16). В этой схеме канал корреляции с опережающим и задержанным кодами работает во времени последовательно, а не параллельно. Изменение задержки кода происходит под воздействием генератора частоты качания. В течение первой половины периода τ -качания коррелятор имеет харак-

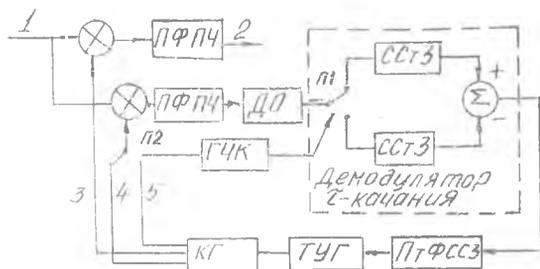


Рис. 4.16. Структурная схема ССЗ с τ -качением: ПФПЧ — полосовой фильтр ПЧ; ДО — детектор огибающей; ССТЗ — схема стробирования и запоминания; ГЧК — генератор частоты качания; КГ — кодовый генератор; ТУГ — тактовый управляемый генератор; ПТФССЗ — петлевой фильтр ССЗ; 1 — входной сигнал + шум; 2 — выход к демодулятору навигационного сообщения; 3, 4, 5 — синхронный, опережающий и запаздывающий коды

теристика, показанную на рис. 4.17,б, а в течение второго полу- периода — на рис. 4.17,в. Ясно, что амплитуда сигнала на вы- ходе фильтра ПЧ дискриминатора оказывается модулированной сигналом ошибки. Частота этой модуляции равна частоте τ -ка- чания, коэффициент амплитудной модуляции и его фаза зави- сят соответственно от величины и знака ошибки слежения за

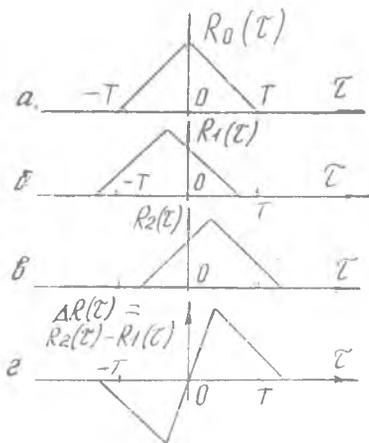


Рис. 4.17. Формирование характе- ристики дискриминатора

задержкой. На линейном участ- ке дискриминаторной харак- теристики (рис. 4.17,г) глуби- на модуляции изменяется про- порционально ошибке слеже- ния. При одном знаке ошибки фазы коэффициента модуляции (сигнала ошибки) и управ- ляющего колебания генератора частоты качания совпадают. При противоположном знаке фазы этих сигналов также будут противоположными.

Детектор огибающей выде- ляет огибающую АМ-сигнал ошибки. Переключатель П1, работающий синфазно с пере- ключателем П2, подключает выход детектора огибающей

в течение одного полупериода τ -качания к одной схеме стробирования и запоминания, а в течение второго полупериода — ко второй подобной схеме. Запомненные в этих схемах сигналы вычитаются в вычитающем устройстве. В результате образуется сигнал рассогласования, уровень и полярность которого определяются величиной и знаком ошибки слежения. Этот сигнал далее используется для управления задержкой опорного кода. Недостаток такой ССЗ — потери, составляющие около 3 дБ при малых и около 6 дБ при больших отношениях сигнал — шум по сравнению с идеальной ССЗ с двумя корреляторами [9]. Тем не менее, благодаря простоте и отсутствию систематических ошибок, ССЗ с дискриминатором с τ -качением оказывается предпочтительней для использования в аппаратуре массового пользователя.

Когерентная схема, осуществляющая слежение как за несущей, так и за задержкой, приведена на рис. 4.18. Основу для слежения за несущей здесь составляет схема со снятием модуляции (см. рис. 4.6). В контуре ССЗ системы сигнал рассогласования I_c , поступающий с выхода фильтра ФНЧ2, имеет, как показано в разд. 4.3, вид колебания меандр. Структура

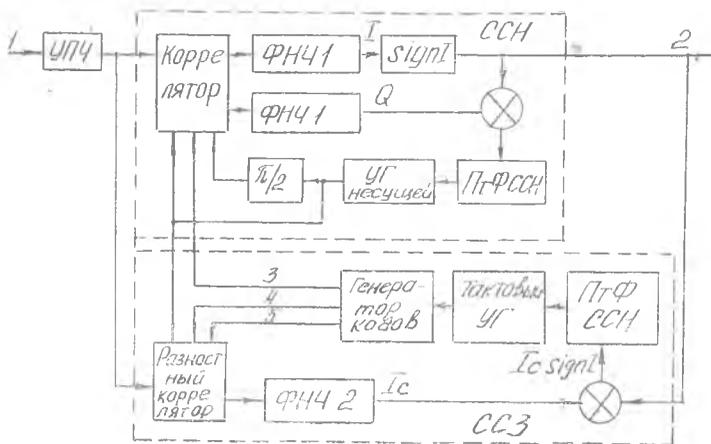


Рис. 4.18. Когерентная ССН и ССЗ: 1 — входной сигнал + шум; 2 — код навигационного сообщения; 3, 4, 5 — синхронный опережающий и запаздывающий коды

этого сигнала определяется последовательностью символов информационного сообщения, амплитуда (в режиме слежения) пропорциональна ошибке слежения за задержкой, а фаза зависит от знака ошибки. При перемене знака ошибки фаза изменяется на противоположную.

Последовательность информационных символов, получающаяся в контуре слежения за несущей, имеет такую же струк-

туру, что и сигнал рассогласования I_c , но фиксированную амплитуду и фазу, естественно, не зависящую от знака ошибки в ССЗ. Эта последовательность используется в качестве опорного сигнала в перемножителе, включенном в контур ССЗ. В этом перемножителе снимается модуляция сигнала рассогласования кодом информационного сообщения. На выходе перемножителя образуется постоянный (медленно изменяющийся в динамическом режиме) сигнал $I_c \text{sign} I$, величина которого определяется ошибкой слежения за задержкой, а полярность — знаком ошибки. Этот сигнал используется для управления задержкой опорного кода.

Некогерентная схема слежения за несущей и задержкой расматривалась выше (см. рис. 4.14).

Анализ различных схем слежения за несущей и задержкой показывает, что наиболее целесообразно использовать комбинированные схемы. В основном режиме при достаточном отношении сигнал — помеха для слежения за несущей используется ФАП с петлей Костаса и некогерентная схема слежения за задержкой, в управляющую функцию которой вводится пересчитанный доплеровский сдвиг из петли слежения за несущей. При снижении уровня сигнала ниже порогового, когда в петле Костаса происходит срыв слежения, желательно перейти к АПЧ с уменьшенной шумовой полосой, удерживая систему в режиме слежения и сохраняя возможность навигационных измерений.

В практически реализуемых схемах все более широкое применение находят цифровые методы обработки сигналов в разумном сочетании с аналоговыми (см. разд. 6).

5. ПОИСК И ЗАХВАТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В следящих радиотехнических измерителях произвольного вида режиму слежения обычно предшествуют поиск и обнаружение (захват) сигналов. При этом в измерителе устанавливаются начальные значения оценок измеряемых параметров, которые затем корректируются в процессе слежения.

Характерная особенность СРНС и систем связи использующих ПШС состоит в необходимости кодовой синхронизации, поскольку кодовая последовательность является своего рода ключом, с помощью которого осуществляются свертка спектра широкополосного сигнала и выделение полезной информации. В широкополосных СРНС на приемном конце, т. е. в аппаратуре пользователя, до начала выделения информации должны быть определены два основных параметра сигнала. Это частота несущей и задержка огибающей фазовой манипуляции принимаемого сигнала.

По этим параметрам сигналов осуществляется поиск. Другие параметры принимаемого сигнала: амплитуда, начальная фаза несущей — малонформативны, имеют случайный характер.

Точность получаемых при поиске начальных оценок параметров должна обеспечивать попадание принимаемых сигналов в апертуру следящего измерителя. В частности, для успешного вхождения измерителей задержки и частоты в режим слежения точность определения фазы огибающей должна быть не ниже половины длительности одного элементарного символа кодовой последовательности, а несущую частоту необходимо знать с такой точностью, чтобы свернутый по спектру сигнал оказался в полосе пропускания фильтра коррелятора.

Ясно, что устройством поиска должно обеспечивать обнаружение и захват сигналов с максимальной достоверностью и за минимальное время. Основными параметрами, характеризующими качество устройства поиска, являются вероятность правильного обнаружения сигналов, вероятность ложных тревог и среднее время поиска. Значения этих параметров определяются отношением сигнал — помеха, величиной области неопределенности навигационных параметров, выбранным алгоритмом обнаружения, а также потерями, возникающими вследствие несовершенства алгоритма обработки сигналов и аппаратуры.

Область неопределенности навигационных параметров удобно представить в виде двумерной диаграммы (рис. 5.1), размер которой вдоль оси абсцисс связан со степенью неопределенности сигнала по времени (запаздыванию), а вдоль оси ординат — по частоте.

Диаграмма состоит из ячеек, каждой ячейке соответствуют свои значения задержки сигнала и частоты. Размер ячеек определяется требуемой точностью оценки параметров сигнала. Неопределенность по задержке сигнала ограничивается длительностью периода ПШС $T_s = NT$, где T — длительность периода кодовой последовательности, а по частоте — диапазоном возможных значений доплеровского смещения частоты ΔF_d .

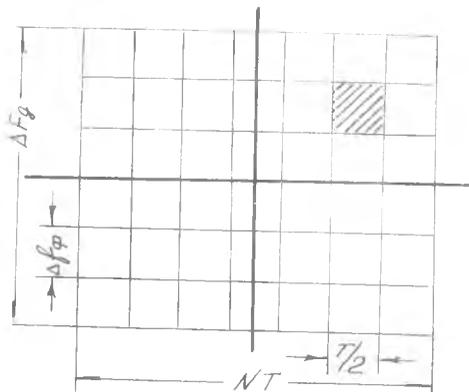


Рис. 5.1. Диаграмма неопределенности параметров навигационного сигнала

Поиск по задержке производится путем смещения по фазе спорной кодовой последовательности обычно дискретно с шагом $T/2$. При таком шаге в состоянии, близком к синхронизации, наибольшее смещение опорной последовательности относительно псевдощумовой последовательности принимаемого сигнала не превышает $T/4$, а значение функции взаимной корреляции принимаемого и опорного сигналов — не ниже 0,75 своего максимума. Благодаря этому при захвате потери в отношении сигнал—помеха, обусловленные поиском по задержке, оказываются не слишком большими.

«Размер» ячейки диаграммы по частоте определяется шириной полосы пропускания фильтра коррелятора $\Delta f_{\text{ф}}$. Количество элементарных ячеек в области неопределенности составляет $k = 2N\Delta F_{\text{д}}/\Delta f_{\text{ф}}$ и практически достигает весьма большой величины (10^4 и более). Для уменьшения области неопределенности параметров могут использоваться априорные данные. В системе Навстар информация альманаха, передаваемая в составе навигационного сообщения, содержит эфемериды и другие данные о всех спутниках системы. Поэтому только первоначальный поиск сигналов первого спутника происходит в пределах всей области неопределенности. После захвата сигналов первого спутника поиск сигналов других спутников рабочего созвездия производится в сокращенной области.

Поиск сигналов состоит из трех процедур: сканирования, обнаружения и захвата. Под сканированием понимают последовательный просмотр в определенном порядке элементарных ячеек области поиска, под обнаружением — анализ принимаемых сигналов и принятие решения о наличии полезного сигнала при выполнении некоторого решающего правила. Захват сигналов состоит в переключении измерителя из режима поиска в режим слежения. Решающее правило выбирается в смысле некоторого критерия оптимальности. Наибольшее применение получили критерии Неймана—Пирсона и идеального наблюдателя [3]. В оптимальном обнаружителе Неймана-Пирсона формируется отношение правдоподобия, которое затем испытывается на порог. По превышении порога выходным сигналом приемника принимается решение об обнаружении сигнала. Время анализа сигнала при такой процедуре обнаружения одинаково для всех элементарных ячеек области поиска.

Процедура обнаружения по критерию идеального наблюдателя более сложна. Здесь отношение правдоподобия сравнивается с двумя порогами. По превышении выходным сигналом обнаружителя верхнего порога принимается решение об обнаружении; при пересечении нижнего порога (сверху вниз) — решение об отсутствии сигнала. При такой процедуре анализ про-

должается до принятия одного из решений. В этом случае в зависимости от отношения сигнал — помеха время анализа в разных ячейках может быть различным. Анализ показывает, что при использовании критерия идеального наблюдателя среднее время поиска сокращается.

Устройство поиска сигналов в СРНС. Принципиально устройство поиска представляет собой некогерентный приемник обнаружения, перестраиваемый по частоте и по ожидаемой задержке сигналов. Некогерентная схема применяется в связи с тем, что начальная фаза сигнала при поиске не известна. При практической реализации устройство поиска обычно выполняется совместно со следящими измерителями навигационных параметров как единая комплексная система. Поэтому схема устройства поиска выбирается в зависимости от способа построения следящих измерителей. Возможный вариант схемы поиска широкополосных сигналов приведен на рис. 5.2.

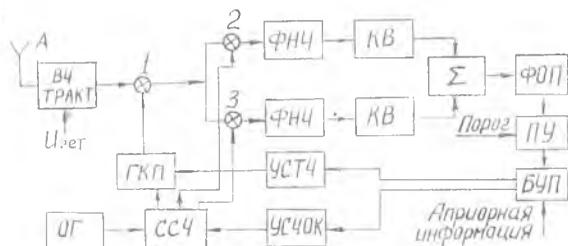


Рис. 5.2. Структурная схема устройства поиска сигналов

В перемножителе 1 принимаемый сигнал умножается на опорный псевдослучайный код. Этот перемножитель является демодулятором фазоманипулированного ПШС. Далее следует двухканальное устройство квадратурного преобразования сигналов, состоящее из перемножителей 2, 3, двух ФНЧ, двух квадраторов и сумматора. На вторые входы перемножителей со сдвигом по фазе на $\pi/2$ подается опорное гармоническое колебание от управляемого генератора. В случае точной синхронизации кода сигнала с опорной ПСП и точного совпадения несущей частоты сигнала и частоты опорного колебания низкочастотные компоненты выходных сигналов имеют форму типа колебания меандр. Это суть последовательный цифровой код информационного сообщения. Такие сигналы имеют наиболее узкий спектр и пропускаются без ослабления фильтрами нижних частот. Расогласование задержек кодов и (или) частот сигнала и опорного колебания приводят к тому, что не все спектральные со-

ставляющие сигнала попадают в полосу ФНЧ. При достаточно большом рассогласовании интенсивность сигналов на выходе ФНЧ приближается к нулю. Таким образом обеспечивается избирательность устройства поиска по частоте и задержке. Устройства возведения в квадрат и сумматор по существу выполняемых ими функций эквивалентны квадратичному амплитудному детектору. Ясно, что в таком детекторе устраняется модуляция информационным сообщением.

В формирователе отношения правдоподобия (ФОР) путем интегрирования происходит накопление энергии сигнала. Формирователь совместно с пороговым устройством (ПУ) обеспечивает принятие решения о наличии — отсутствии сигнала в соответствии с выбранным критерием. По превышении сигналом порога происходит захват: переход системы из режима поиска в режим слежения.

В функции блока управления поиском (БУП) входит формирование области поиска и определение порядка просмотра элементарных ячеек этой области.

Наиболее простым методом установления синхронизации кодов является использование коррелятора с изменяющейся задержкой опорного сигнала. В процессе поиска режима синхронизации тактовая частота генератора кодовой последовательности (ГКП) с помощью устройства сдвига тактовой частоты (УСТЧ) устанавливается несколько отличной от тактовой частоты генератора кодовой последовательности КА. В результате происходит сдвиг начала (фазы) одной последовательности относительно другой. Иначе, при совместном наблюдении двух этих последовательностей вторая будет «скользить» относительно первой. Для поиска сигналов по частоте используются опорный генератор (ОГ), синтезаторы сетки частот (ССЧ) и устройство сдвига частоты опорного колебания (УСЧОК).

6. НАВИГАЦИОННАЯ АППАРАТУРА ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ СРНС НАВСТАР

6.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И ОСОБЕННОСТИ ПОДСИСТЕМЫ АП

Аппаратура пользователей решает следующие основные задачи:

выбор из совокупности видимых КА рабочего созвездия спутников, расчет данных целеуказания: поиск сигналов спутников, слежение за сигналами, измерение их временной задержки и доплеровского сдвига частоты;

выделение и декодирование навигационных сообщений спутников, в том числе информации альманаха;

расчет координат спутников на момент времени навигационных измерений, определение отклонения бортового эталона времени относительно системного времени;

определение координат и вектора скорости пользователя, оценка точности местоопределения;

контроль работоспособности блоков и аппаратуры в целом.

Кроме того, в аппаратуре пользователя могут решаться серьезные задачи:

вычисление дальности, курса, времени полета до заданных пунктов, задачи управления и индикации.

В типовой комплект аппаратуры пользователей системы Навстар входят антенное, приемное и вычислительное устройства, а также блок управления и индикации.

В зависимости от объекта размещения, характера решаемых пользователем задач в системе Навстар планируется использование аппаратуры различных классов, отличающейся по точности, помехозащищенности, массогабаритным показателям, стоимости и другим параметрам (табл. 6.1).

Таблица 6.1

Объект размещения (пользователь)	Динамика пользователя	Тип аппаратуры	Основные требования
Стратегические бомбардировщики	Средняя	X	Высокие точность и помехозащищенность
Истребители, штурмовики, вертолеты, некоторые классы кораблей	Высокая	X	Средние точность и помехозащищенность
Транспортные самолеты, самолеты ПЛО, некоторые классы кораблей	Средняя	Z	Средние точность и помехозащищенность, низкая стоимость
Танки, основные классы кораблей	Низкая	Y	Высокие точность и помехозащищенность
Солдаты и матросы, а также наземные транспортные средства	Низкая	Ранцевый	Высокие точность и помехозащищенность, малые масса и стоимость
Подводные лодки	Низкая	X	Высокая точность, малое время обсервации
Ракеты всех видов вооружения	Высокая	X	Высокая точность, низкая стоимость, малый объем
Космические корабли и спутники	Высокая	X	Высокие точность и помехозащищенность
Военные и гражданские транспортные средства	Средняя	Z и ранцевый	Пониженная точность, минимальная стоимость

Рассмотрим характерные особенности аппаратуры пользователя различных классов.

К аппаратуре типа X предъявляются наиболее жесткие требования по точности местоопределения, быстродействию, защищенности от воздействия помех, в том числе организованных. Структурная схема возможного варианта аппаратуры типа X приведена на рис. 6.1.

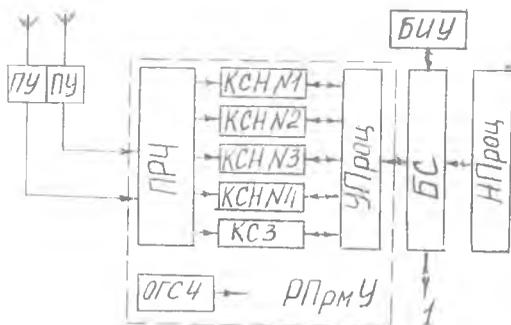


Рис. 6.1. Структурная схема аппаратуры пользователя типа X: ПУ — предварительный усилитель; ПРЧ — преобразователь радиочастот, КСН — канал слежения за несущей, КСЗ — канал слежения за задержкой, УПрощ — управляющий процессор, БС — блок связей, БИУ — блок индикации и управления, НПрощ — навигационный процессор, ОГСЧ — опорный генератор и синтезатор частот, РПрМУ — радиоприемное устройство; I — входные и выходные данные

Аппаратура рассчитана на работу с одной или двумя антеннами. Две антенны образуют квазивсенаправленную систему и используются в случаях, когда возможно экранирование сигналов конструкцией самолета в условиях динамики полета. В качестве простейшей антенны с фиксированной диаграммой направленности (ДН) применяется коническая спираль, содержащая встроенный блок предусилителя. Такая антенна устанавливается на вертолетах, танках и других объектах. В качестве антенны с управляемой ДН предполагается использовать адаптивную антенную решетку с блоком управления от ЭВМ. Эта антенна формирует четыре луча, независимо наводящиеся на спутники. Для повышения помехозащищенности предполагается формирование провалов (нулей) ДН решетки в направлении на источник помехи.

В состав приемного устройства аппаратуры типа X входят преобразователь радиочастоты, эталонный опорный генератор

и синтезатор частот, многоканальное устройство слежения за несущей, один канал слежения за задержкой кода и управляющий процессор. Четыре канала многоканального устройства приемника осуществляют одновременное слежение за несущими всех четырех спутников рабочего созвездия. Тем самым обеспечивается требуемая точность системы в динамике движения пользователя. В то же время для слежения за задержкой C/A или P -кодов всех четырех спутников достаточно одного канала. Этот канал слежения работает в режиме временного разделения, т. е. обрабатывает сигналы спутников поочередно. Ясно, что такой режим работы сопряжен с потерями, однако эти потери допустимы, так как динамика изменения дальности на 2—3 порядка ниже динамики изменения несущей.

Управляющий процессор выполняет функции цифровой обработки сигналов, управления приемником во всех режимах. Через процессор замыкаются контуры слежения за несущими частотами и за задержками спутников, в процессоре декодируется навигационное сообщение. С выхода управляющего процессора измеренные значения псевдодальности и псевдорadiальной скорости, а также принятое навигационное сообщение через блок связей поступают в навигационный процессор. В этом процессоре решаются навигационные задачи, в результате чего определяются координаты, вектор скорости пользователя, вычисляются данные целеуказания, контролируется хранящийся альманах, решаются сервисные задачи.

В аппаратуре высокой точности для решения навигационных задач используются оптимальные алгоритмы, позволяющие минимизировать ошибки навигационных определений (фильтры Калмана). Характеристикой функциональных возможностей фильтра Калмана может служить размерность используемого в нем абстрактного пространства состояний. В алгоритме калмановской фильтрации размерность векторов состояния определяется динамикой движения объекта, требуемыми точностями навигационных измерений, возможностью комплексирования с другими навигационными средствами. Вместе с тем от размерности зависят также сложность алгоритма, требуемые затраты на его реализацию. В навигационном процессоре аппаратуры типа X применяется фильтр Калмана с большой размерностью (на 8—12 состояний), который работает либо в автономном режиме, только по данным, полученным в приемнике, либо в корректируемом режиме с привлечением также данных от других навигационных измерителей, например, от инерциальной навигационной системы.

Аппаратура типа Y предназначена для низкодинамичных пользователей. Благодаря этому представляется возможность

операций. Поэтому в приемнике АП используются от одного до четырех микропроцессоров, обеспечивающих выполнение сложных алгоритмов обработки сигналов в приемнике, навигационных определений, включая калмановскую фильтрацию, функций управления и контроля технического состояния аппаратуры. Основные требования, предъявляемые к вычислительным устройствам АП, приведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Тип аппаратуры	Число каналов	Быстродействие $\times 10^3$, оп/с		Емкость запоминающих устройств, 16-разрядных слов, К	Число состояний фильтра Калмана
		с фиксированной точкой	с плавающей точкой		
X	4—5	350	12	60	11
Y	2	230	6	28—48	8—11
Z	1	120	—	24—36	5—8

6.2. ПРИМЕР СПОСОБА ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ

Приведенные выше сведения об АП различных классов дают лишь общее представление об этой подсистеме. Для радионavigатора, однако, представляют интерес способы построения аппаратуры в целом, а также схемотехнические решения, используемые в ней. Опубликованные по этим вопросам сведения неполны и относятся не к серийным, а к экспериментальным образцам аппаратуры, так как система Навстар в настоящее время находится в стадии развертывания и опытной эксплуатации и ее разработка окончательно не завершена.

Учитывая эти обстоятельства, а также сложность АП, рассмотрим в качестве примера наиболее простую одноканальную аппаратуру типа Z [6], предназначенную для использования в условиях малых динамических нагрузок (скорость ≤ 350 км/ч, ускорение $\leq 0,5g$) и в отсутствие преднамеренных помех. Такие невысокие требования позволяют максимально упростить АП, выполнить ее по одноканальной схеме.

Одноканальная аппаратура последовательно во времени в определенной очередности осуществляет захват и обработку С/А-сигналов всех спутников рабочего созвездия.

В аппаратуре предусматриваются два различных основных режима: навигационный и информационный, в первом из которых измеряются навигационные параметры, а во втором — при-

нимаются и демодулируются навигационные сообщения, поступающие от спутников. В этих режимах аппаратура работает поочередно, по некоторому регламенту, о котором скажем ниже.

Ознакомимся со структурной схемой АП (рис. 6.3), особенностями ее построения и способом функционирования. В замкнутых контурах слежения за несущей и за задержкой приемника используется один общий коррелятор. Поэтому эти контуры взаимосвязаны. Контур ССН в навигационном режиме работает как АПЧ, в информационном — как ФАПЧ.

Предположим сначала для определенности, что аппаратура находится в состоянии захвата и в навигационном режиме, и рассмотрим прохождение сигналов по цепям приемника.

Сигналы, принятые антенной АП, усиливаются в УВЧ и поступают в преобразователь частоты.

Несущая частота C/A -сигнала $1540 F_0 + f_d$, где $F_0 = 1023$ кГц, а f_d — частота Доплера, преобразуется в промежуточную $70 f_0$ с использованием опорного колебания гетеродина $1470 F_0 + f_A$. В частоту гетеродина доплеровское смещение вводится (с некоторой погрешностью) с помощью контура слежения за несущей. Гетеродинное колебание образуется путем умножения на 21 частоты управляемого генератора УГ. В УПЧ принятые сигналы фильтруются из помех и стабилизируются по уровню с помощью АРУ. Следующий за УПЧ перемножитель совместно с полосовым фильтром осуществляет демодуляцию фазовой манипуляции сигнала дальномерным кодом. Для этого на перемножитель подается опорная последовательность от генератора C/A -кода. При условии совмещения задержек кодовой C/A последовательности с опорным кодом широкополосный входной сигнал преобразуется в узкополосный: дальномерная модуляция снимается и остается лишь манипуляция информационным сообщением.

Физическая суть процессов демодуляции рассматривалась выше в разделе 4. Отметим, что узкополосные помехи (например, гармонические колебания), поступающие на сигнальный вход перемножителя, наоборот, преобразуются в нем в широкополосные, приобретают фазовую манипуляцию. Спектр этих помех становится значительно более широким по сравнению с полосой пропускания фильтра ПЧ. В результате такого преобразования узкополосные помехи подавляются фильтром ПЧ. В частности, благодаря умножению на C/A -код просачивание сигнала УГ на вход коррелятора ослабляется на 20—25 дБ. Опорное гармоническое колебание с частотой $70 f_0$ поступает непосредственно от УГ в каналы коррелятора в квадратуре. На выходах синфазного и квадратурного каналов коррелятора образуются низкочастотные сигналы, пропорциональные соответственно $d(t) \cos \Psi(t)$ и $d(t) \sin \Psi(t)$, где $d(t)$ — манипуляция сигнала

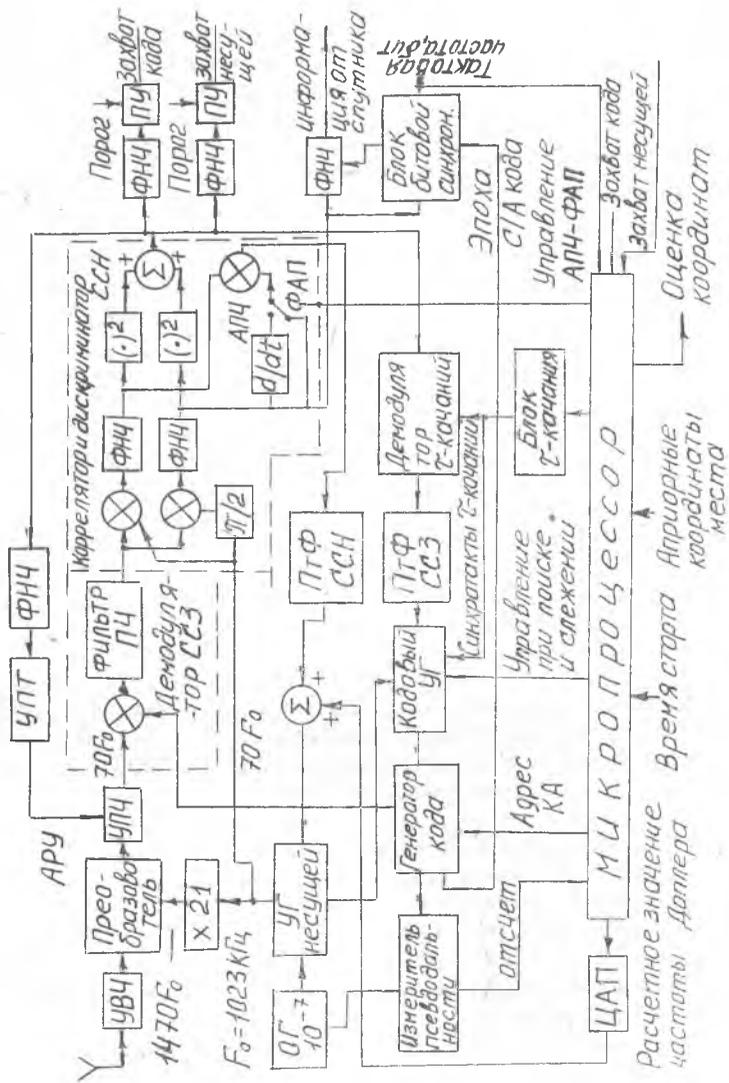


Рис. 6.3. Пример построения аппаратуры пользователя

навигационным сообщением ($d(t) = \pm 1$), а $\Psi(t)$ — текущее значение разности фаз входного сигнала и опорного колебания $70 f_0$. Полоса пропускания фильтров нижних частот (ФНЧ) равна 3 кГц.

В навигационном режиме, как отмечалось, приемник работает в режиме АПЧ. В этом режиме в одном из каналов дискриминатора ССН включается дифференцирующий фильтр. На выходе дифференциатора амплитуда сигнала получает зависимость от частотного рассогласования $[d(t) \cos \Psi(t)]' = -d(t) \sin \Psi(t) \Psi'(t) = -d(t) \sin \Psi(t) \Delta \omega$. Благодаря этому в выходном сигнале перемножителя дискриминатора образуется постоянная (медленно изменяющаяся) составляющая, величина которой пропорциональна частотному рассогласованию $\Delta \omega$, а знак определяется стороной этого рассогласования.

В самом деле, учитывая, что $\sin^2 \alpha = 1/2 (1 - \cos 2\alpha)$, для выходного сигнала перемножителя получим $-\Delta \omega/2 + (\Delta \omega/2) \times \cos 2\Psi(t)$. Заметим, что здесь медленно изменяющаяся составляющая сигнала не зависит от кода навигационного сообщения, так как $d^2(t) = 1$. Компонента сигнала, пропорциональная $\Delta \omega$, отфильтровывается петлевым фильтром. Как видно, в режиме АПЧ применена одна из разновидностей дифференциально-когерентной ССН, принципиальная сущность которой рассмотрена в разд. 4.4. Контур ССН замыкается через петлевой фильтр, выходной сигнал которого используется для управления УГ. ССН в режиме АПЧ имеет следующие параметры: диапазон частот захвата ± 3 кГц, слежения ± 6 кГц, шумовая полоса 5 Гц.

В информационном режиме ССН переключается в режим ФАП. При этом дискриминатор ССН видеозменяется и образует совместно с коррелятором демодулятор Костаса. В информационном режиме ССН имеет шумовую полосу 120 Гц. Нетрудно видеть, что расширение полосы приводит к снижению инерционности системы.

Основная функция ССН в информационном режиме — выделение кода навигационного сообщения. В синфазном канале коррелятора ФАП образуется сигнал, несущий этот код: $A_s d(t) \cos \Psi(t) \approx A_s d(t)$, так как $\cos \Psi(t) \approx 1$ при малой ошибке слежения за фазой $\Psi(t) \rightarrow 0$. Символы информационного сообщения поступают в устройство синхронизации по битам и приема информации.

Ясно, что в режиме АПЧ, когда слежение производится за частотой, а не за фазой, символы информационного сообщения не могут быть получены ни в одном из каналов коррелятора.

Обратимся теперь к контуру слежения за задержкой. В этом контуре используется некогерентный метод слежения по огибающей с τ -качанием (см. разд. 4.6).

Рассмотрим особенности контура ССЗ. При смещении кода принимаемого сигнала относительно опорного C/A -кода в процессе τ -качания амплитуда сигнала на выходе демодулятора ССЗ (т. е. на выходе фильтра ПЧ) оказывается модулированной. Частота модуляции равна частоте τ -качания, глубина модуляции определяется величиной временного смещения кодов, а фаза — стороной смещения. При перемене стороны смещения фаза модуляции изменяется на противоположную. Коррелятор совместно с устройствами возведения в квадрат и сумматором в контуре ССЗ выполняет функции амплитудного квадратичного детектора. На выходе этого детектора выделяется сигнал рассогласования — переменное колебание с частотой τ -качания, амплитуда и фаза которого несут информацию о стороне и знаке рассогласования в контуре ССЗ. Сигнал рассогласования поступает в демодулятор τ -качания. На выходе демодулятора образуется постоянный (медленно изменяющийся) сигнал, величина которого пропорциональна ошибке слежения за задержкой, а полярность определяется знаком этой ошибки. В петлевом фильтре ССЗ сглаживаются помехи, имеющиеся в этом сигнале.

Цифровое устройство сдвига фазы тактовых импульсов — кодовый УГ выполнен в виде счетчика импульсов, работающего с тактовой частотой 70% , равной частоте УГ несущей. Эти импульсы формируются из колебания, поступающего от УГ несущей. Коэффициент деления счетчика увеличивается или уменьшается под воздействием управляющего сигнала рассогласования контура ССЗ. Минимальный фазовый сдвиг (дискрет) при перемещении опорного кода в процессе регулирования составляет $1/70$ периода тактовых импульсов кода. Этот же счетчик вырабатывает тактовые сигналы опережения и запаздывания для τ -качания. В приемнике выбрано значение смещения τ -качания, равное $\pm 0,3$ длительности элемента кода, меньше, чем обычно используемое $\pm 0,5 T$. Это уменьшает потери мощности восстанавливаемой «дрожащая» кода, как это бывает в обычных схемах. Шумовая полоса ССЗ составляет 55 Гц.

Рассмотрим регламент работы АП. Перед началом работы оператор должен ввести в аппаратуру приближенные данные о своем местоположении и системном времени недели (с точностью $\pm 92,5$ км и ± 15 мин соответственно). Затем микропроцессор производит выбор рабочего созвездия из пяти спутников, выдает адреса C/A -кодов этих спутников и рассчитывает доплеровский сдвиг частоты каждого спутника. Эта априорная информация используется для сокращения области поиска. Пятый «лишний» спутник необходим на случай затенения одного из спутников при эволюциях самолета в полете.

В дальнейшей работе АП можно выделить три этапа: а) поиск, синхронизация, прием информации; б) переходной режим; в) режим навигационных измерений.

Опуская подробности, отметим, что на первом этапе в течение 5 мин, по одной минуте на каждый спутник, производится поиск сигналов спутников по частоте и задержке, переключение приемника в информационный режим и прием навигационного сообщения (эфемерид и другой информации). Навигационное сообщение, а также измеренные значения доплеровских частот и задержки кода каждого спутника запоминаются в ОЗУ микроЭВМ. В дальнейшем последовательный процесс поиска, захвата, измерения частоты и запаздывания сигналов всех пяти спутников циклически повторяется. В начале каждого такого цикла микропроцессор выдает расчетные данные доплеровского сдвига и запаздывания, полученные на основе предшествующих измерений. Эти данные используются для сокращения области и времени поиска параметров сигнала. Благодаря этому на переходном этапе время работы с каждым спутником и длительность цикла обработки сигналов всех пяти спутников постепенно сокращается, пока не достигнет 0,2 с на один спутник и, соответственно, 1 с на все пять спутников. На этом переходной режим заканчивается. Его длительность равна 35 с.

За переходным следует режим навигационных измерений, в котором односекундные циклы поиска, захвата и измерения параметров сигналов пяти спутников продолжаются. На основе измеренных данных микропроцессор решает навигационную задачу и определяет координаты пользователя. Оценки координат выдаются с интервалом в 1 с.

Приемник работает в навигационном режиме до тех пор, пока геометрия расположения спутников остается удовлетворительной или пока не устарели эфемериды. Это время обычно является достаточно продолжительным (1,5—2 ч).

Для обновления состава спутников в рабочем созвездии и эфемерид навигационный режим прерывается, и приемник переходит в повторный режим приема информации. При этом соблюдается та же последовательность операций, как и на начальном этапе, однако между переходами к следующему спутнику (т. е. каждую минуту) приемник возвращается к навигационному режиму для уточнения своего местоположения. Такой регламент работы АП автоматически выполняется на протяжении всего полета.

6.3. ЦИФРОВАЯ АППАРАТУРА ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ

Принципы конструирования АП характеризуются стремлением максимально использовать цифровую технику и прогрес-

сивную технологию. На настоящем этапе разработки АП предполагается совместное применение и взаимная увязка цифровой и аналоговой техники, обеспечивающие компромисс между требованиями надежности, быстродействия, потребляемой мощности и стоимости, широкое использование микропроцессорной техники для реализации сложных алгоритмов и обеспечения гибкости схемотехнического и конструктивного исполнения аппаратуры. В перспективе предполагается, что монолитные полупроводниковые приборы заменят весь ВЧ-тракт приемников системы Навстар.

Общая структура и особенности цифровой АП. По способу реализации в цифровой АП можно выделить три основные части: аналоговую, цифровую с жесткой логикой и цифровую с программируемой логикой. Возможный вариант схемы АП приведен на рис. 6.4. Аналоговая часть содержит обычные блоки

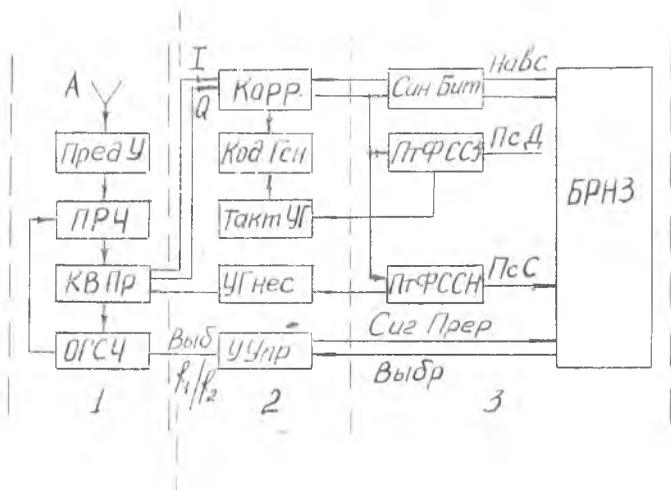


Рис. 6.4. Структурная схема цифрового приемника аппаратуры пользователя: ПредУ — предварительный усилитель; ПРЧ — радиочастотный преобразователь (2 ступени); КВПР — квадратурный преобразователь; Корр — коррелятор; КодГен — кодовый генератор; ТактУГ — тактовый управляемый генератор; УГнес — УГнесущий; УУпр — устройство управления; СинБит — синхронизатор бит; ПтФССЗ, ПтФССН — петлевые фильтры ССЗ и ССН; БРНЗ — блок решения навигационной задачи; НавС — навигационное сообщение, ПсД — псевдодальность; ПсС — псевдоскорость, СигПрер — сигналы прерывания, Выбр — выбор режима; ОГСЧ — опорный генератор и синтезатор частот; 1 — аналоговый радиочастотный преобразователь; 2 — цифровой процессор сигналов с жесткой логикой; 3 — цифровой процессор с программируемой логикой (микроЭВМ)

радиочастотного усиления и преобразования частоты сигналов, в которых производится перенос спектра входного сигнала на нулевую частоту путем $I-Q$ квадратурного преобразования. В результате этого образуются две низкочастотные составляющие, представляющие сигнал в комплексной форме. В таком сигнале сохраняется информация об амплитуде и фазе входного радиочастотного сигнала. Тем самым снижаются требования к быстродействию цифровой части АП. В аналоговой части производится также преобразование сигналов в цифровую форму. Частота дискретизации обычно выбирается так, чтобы на один символ кода ПШС приходилось примерно две выборки. Кроме того, используется асинхронный режим дискретизации, при котором тактовые частоты дискретизации и кода ПСП являются не кратными числами. Например, при тактовой частоте C/A -кода 1,023 МГц частоту дискретизации можно выбрать 2,0462046 МГц [6]. Благодаря этому обеспечиваются сглаживание неравномерностей, связанных с дискретизацией, линейность дискриминационной характеристики ССЗ и, в конечном итоге, точность измерения псевдодальности. Квантованные синфазные I и квадратурные Q выборки смеси видеосигнала и шума поступают в цифровой процессор сигналов с жесткой логикой.

Цифровой процессор с жесткой логикой обладает повышенным быстродействием по сравнению с процессором с программируемой логикой (микроЭВМ). Поэтому в цифровой части АП с жесткой логикой производится обработка сигналов, составной частью которой является накопление (усреднение) цифровых отсчетов. Благодаря этому снижается частота ввода сигналов в микроЭВМ.

На жесткой логике выполняются коррелятор ССЗ, генератор ПШС кода, кодовый УГ и УГ несущей, а также некоторые другие элементы. Петлевые фильтры ССН, ССЗ, алгоритмы выделения навигационного сообщения, а также алгоритмы решения навигационных задач реализуются программным способом в микроЭВМ. ССН и ССЗ в данном исполнении и рассмотренные выше устройства подобного назначения имеют аналогичные принципы действия. Поэтому мы опустим описание принципов действия этих систем и обратимся к способам построения цифровых устройств с жесткой логикой.

Цифровой коррелятор. Выходной сигнал $y(kT_{\text{дск}})$ цифрового коррелятора определяется выражением

$$y(kT_{\text{дск}}) = \sum_{i=0}^{L-1} s(iT_{\text{дск}}) x(iT_{\text{дск}} + kT_{\text{дск}}), \quad k=0, 1, 2, \dots, L-1. \quad (6.1)$$

где $x(iT_{\text{дск}})$ — входной цифровой сигнал; $s(iT_{\text{дск}})$ — опорный сигнал кодового генератора; $T_{\text{дск}}$ — шаг временной дискре-

тизации, L — число отсчетов сигнала, определяющее интервал, на котором осуществляется усреднение.

В выражении (6.1) код опорного сигнала $s(iT_{\text{дск}})$ полагается бинарно-квантованным; отсчеты входного сигнала являются многоразрядными двоичными числами. Предположим, что отсчеты сигнала промасштабированы и описываются выражением

$$x(iT_{\text{дск}}) = \sum_{n=0}^{N_p-1} x_n(iT_{\text{дск}}) 2^{-n}, \quad (6.2)$$

где $x_n(iT_{\text{дск}})$ — значение n -го разряда двоичного числа, составляющее 1 или -1 ;

N_p — количество разрядов двоичного числа.

Подставив (6.2) в выражение (6.1) и изменив порядок суммирования, запишем

$$y(kT_{\text{дск}}) = \sum_{n=0}^{N_p-1} 2^{-n} \sum_{i=0}^{L-1} s(iT_{\text{дск}}) x_n(iT_{\text{дск}} + kT_{\text{дск}}). \quad (6.3)$$

Внутренняя сумма в (6.3) суть поразрядная корреляция входного сигнала с бинарно-квантованным опорным сигналом. Как видно, результаты поразрядной корреляционной обработки умножаются на коэффициенты, определяющиеся весом соответствующего разряда двоичного числа, и затем суммируются.

Выражение (6.3) положено в основу различного вида цифровых корреляторов. Поясним принцип действия одного из таких устройств. На рис. 6.5 показана структурная схема трехвыборочного коррелятора, вычисляющего поразрядную корреляцию опорного сигнала с синхронной, опережающей и запаздывающей реализациями входного сигнала. В этом устройстве сдвиговый регистр выполняет функции элемента задержки, счетчики нако-

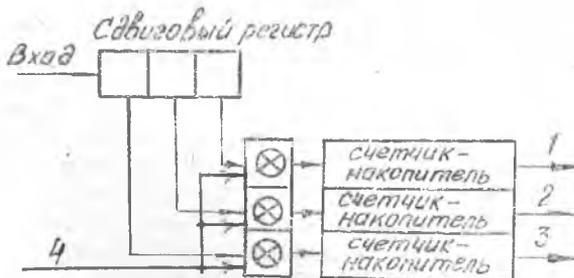


Рис. 6.5. Цифровой коррелятор: 1 — запаздывание; 2 — совпадение; 3 — опережение; 4 — опорный код

пители — функции интеграторов. Для обработки других разрядов двоичных чисел — отсчетов входного сигнала используются подобные устройства. Кроме того, эти устройства дублируются в синфазном I и квадратурном Q каналах коррелятора.

После интегрирования сигналов в счетчиках-накопителях частота временной дискретизации может быть уменьшена. Результаты поразрядной корреляционной обработки вводятся в микроЭВМ.

Цифровые управляемые генераторы. Возможный способ построения цифровых управляемых генераторов (ЦУГ) тактовой частоты и несущей основан на использовании накопительного сумматора, в котором сохраняется остаток после переполнения. Поясним принцип действия такого генератора.

Пусть в накопительный сумматор с тактовой частотой F_T вписывается число W . Ясно, что значение текущей суммы во времени будет линейно возрастать; по превышении текущей суммой емкости сумматора последний переполняется и его содержимое сбрасывается. Однако остаток, равный разности значения текущей суммы и емкости сумматора, сохраняется. Такой процесс заполнения сумматора является периодическим. Частота переполнений F_0 составит

$$F_0 = (W / 2^{N_p}) \cdot F_T^*, \quad (6.4)$$

где N_p — число разрядов счетчика (сумматора).

Нетрудно видеть, что, изменяя число W , можно управлять частотой F_0 . Таким образом осуществляется управление тактовой частотой в тактовом ЦУГ.

В цифровых УГ несущей дискретные значения текущей суммы преобразуются в отсчеты гармонического колебания с помощью функционального преобразователя. Для реализации функционального преобразования обычно принимают табличный способ его задания.

В ряде случаев, чтобы упростить функциональный преобразователь, используют линейно-ломаную аппроксимацию гармонических функций. В УГ с накопительным сумматором несложно получить треугольную аппроксимацию. Для этого достаточно при каждом переполнении накопительного сумматора переходить от считывания в нем числа в прямом коде к считыванию в дополнительном коде (и наоборот). Необходимость в функциональном преобразователе в этом случае отпадает.

Структурная схема генератора с цифровым управлением приведена на рис. 6.6. В этом устройстве накопительный сумматор образуется с помощью сумматора и выходного 32-разрядного регистра 3, в который записывается результат суммирования. Во входном регистре 2 хранится слово управления частотой W .

Величина этого числа может изменяться под управлением внешнего воздействия. В каждом такте работы генератора содержимое регистра 2 суммируется с содержимым 32-разрядного выходного регистра 3. Полученная сумма через мультиплексор пересылается в выходной регистр. Таким образом организуется рассмотренный выше периодический процесс. Для управления фазой, например, для установки начальной фазы соответствующее число из входного регистра 1 через мультиплексор поступает непосредственно в выходной регистр.

В качестве функционального преобразователя используется ПЗУ (1023×8), в котором записывается таблица синусов. 10 старших разрядов слова выходного регистра используются в качестве адреса, по которому из соответствующей этому адресу ячейки ПЗУ извлекается 8-разрядный отсчет гармонической функции. Цифроаналоговый преобразователь преобразует последовательность этих отсчетов в синусоидальное колебание. Старшие разряды 32-разрядного регистра образуют выходной сигнал без функционального преобразования. Ёмкостью накопительного сумматора $M_c = 2^{N_p}$ определяется минимально возможный дискрет представления частоты выходного сигнала, равный $\delta f = F_T / M_c$.

К точности управления частотой генератора обычно предъявляются жесткие требования. Поэтому для обеспечения малого δf разрядность регистров и емкость сумматора выбирается большой (32 разряда). Вместе с тем использование полного кода фазы для формирования отсчетов выходного синусоидального колебания приводит, с одной стороны, к значительному усложнению генератора, в частности, к увеличению объема ПЗУ, используемого для хранения таблицы гармонической функции. С другой стороны, для обеспечения высокой точности ССН нет необходимости в очень малом шаге дискретизации фазы. Поэтому для функционального преобразования используются только старшие разряды сумматора. На рис. 6.6. — это 10 разрядов из 32. Дискрет по фазе в этом случае будет $\delta \varphi = 2\pi / 2^{10}$, а дискрет по частоте останется равным $\delta f = F_T / 2^{32}$.

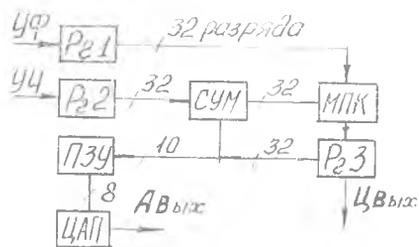


Рис. 6.6. Структурная схема генератора с цифровым управлением: УФ — управление фазой, УЧ — управление частотой, АВ_{вых} — выход аналогового гармонического сигнала, Ц_{вых} — выход старших разрядов регистра

Генератор кодов. Генератор предназначен для формирования опорных (P и C/A) ПШС в АП. Для генерации кодов в АП, как и в аппаратуре КА, используются сдвиговые регистры, охваченные цепями обратной связи. Такие генераторы рассматривались в разд. 3.1, 3.3. Генератору кодов АП присущи особенности, связанные с необходимостью управления фазой генерируемых ПСП.

При работе ССЗ в режиме слежения за задержкой управление фазой ПСП производится достаточно просто: путем изменения тактовых синхроимпульсов, поступающих от кодового УГ. Режиму слежения предшествует синхронизация опорного кода с кодом принимаемого от спутника сигнала. Одна из наиболее сложных задач, которая решается в генераторе кодов АП — это установка задержки, соответствующей стартовым кодам для последующей синхронизации. Рассмотрим эту задачу подробнее. В наших рассуждениях будем ориентироваться на обобщенную структурную схему генератора кодов, приведенную на рис. 6.7. Обратимся сначала к генератору P -кода.

Напомним, что в АП СРНС Навстар синхронизация опорного P -кода возможна практически лишь на основе информации,

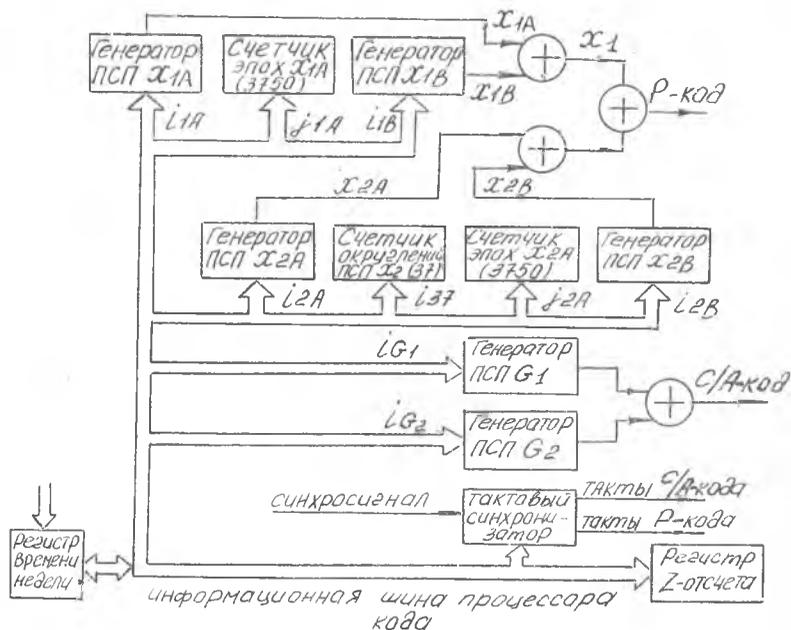


Рис. 6.7. Структурная схема генератора кодов

поступающей от спутников в составе ключевого слова *HOW* навигационного сообщения. Синхронизация осуществляется беспорядочным способом за время менее 2 мс к любому времени недели. Способ такой синхронизации состоит в следующем: z -отсчет, заключенный в слове *HOW*, содержит время недели t_w , прошедшее с начала текущего семисуточного цикла P -кода на момент начала очередного слова навигационного сообщения. В соответствии с недельным временем t_w в генераторе P -кода устанавливается задержка (стартовый код). По поступлении очередного подкадра навигационного сообщения осуществляется запуск (старт) генератора кода.

При описании процедуры установки кодов в качестве единицы измерения временных задержек удобно принять длительность элемента P -кода (около 0,1 мкс). Тогда время недели t_w может быть определено числом элементарных посылок P -кода, отсчитанных от начала недели. Это число выражается 43-битовым двоичным словом и лежит в пределах $0 \leq t_w \leq 6,187104 \cdot 10^{12}$.

В разд. 3 отмечалось, что P -код создается путем сложения по $\text{mod } 2$ двух усеченных M -последовательностей.

$$P_i(t) = x_1(t) \oplus x_2(t + iT), \quad (6.5)$$

имеющих длины 15345000 и 15345037 бит соответственно.

В рассматриваемом генераторе каждая из последовательностей x_1 и x_2 , в свою очередь, образуется путем сложения по $\text{mod } 2$ двух подпоследовательностей:

$$x_1(t) = x_{1A}(t) \oplus x_{1B}(t); \quad x_2(t) = x_{2A}(t) \oplus x_{2B}(t), \quad (6.6)$$

Генераторы последовательностей x_1 и x_2 идентичны. Поэтому рассмотрим сначала генератор последовательности x_1 .

Подпоследовательности $x_{1A}(t)$ и $x_{1B}(t)$ создаются с помощью 12-разрядных сдвиговых регистров (всего 24 разряда), охваченных цепями обратной связи, и имеют длительности 4092 и 4093 бит соответственно. Нетрудно убедиться в том, что (см. разд. 3.2) период последовательности, образованный суммированием двух подпоследовательностей $x_{1A} \oplus x_{1B}$ составляет $4092 \cdot 4093 = 16,648556 \cdot 10^6$ бит. Однако практически эпоха ограничена величиной 15345000 бит, которая образуется из 3750 циклов генератора ПСП $x_{1A} : 4092 \cdot 3750 = 15,345 \cdot 10^6$. Подсчет числа циклов генератора ПСП x_{1A} ведется с помощью счетчика эпох x_{1A} . По заполнении этого счетчика генератор ПСП x_{1B} устанавливается в состояние «Все 1». Ясно, что при этом оканчивается также эпоха составного кода $x_1 = x_{1A} \oplus x_{1B}$.

Обратимся к процедуре установки стартового кода. Вследствие составного характера P -кода эта процедура распадается на ряд операций стартовой установки генераторов отдельных составляющих подпоследовательностей.

Целое число периодов (эпох) последовательности x_1 , укладываемых на интервале времени t_w , не влияет на стартовый код генератора x_1 (рис. 6.8). Поэтому из времени недели t_w исключается целое число эпох x_1 .

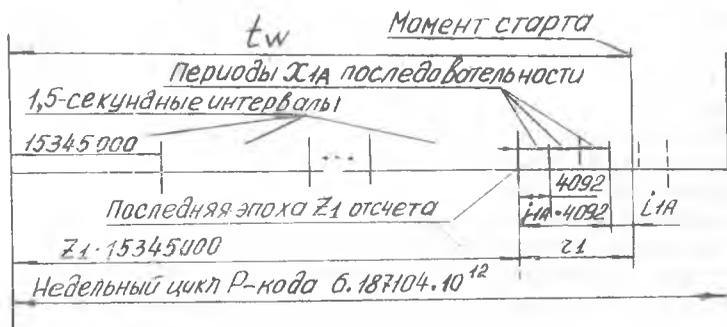


Рис. 6.8. Временная диаграмма установки стартовых кодов

Таким образом, первым шагом в определении состояния кода является вычисление z_1 отсчета стартового элемента P -кода $z_1 = [t_w / 15,345 \cdot 10^6]$, где квадратные скобки означают целую часть дробного числа в скобках. Число z_1 выражает количество 1,5-секундных интервалов, прошедших к моменту стартового элемента кода. Ясно, что стартовое состояние генератора кода x_1 определяется интервалом времени r_1 , отсчитанным от последней эпохи кода x_1 до момента старта: $r_1 = t_w - z_1 \cdot 15,345 \times 10^6 = t_w \pmod{15,345 \cdot 10^6}$. Здесь $a \pmod{b}$ означает остаток от деления a и b .

Далее учтем, что код x_1 также является составным. Поэтому, повторяя описанную процедуру, но уже применительно к интервалу времени r_1 , определяется параметр j_{1A} , выражающий число подпоследовательностей x_{1A} , укладываемых в интервал r_1 : $j_{1A} = [r_1 / 4092]$. Теперь можно определить стартовый индекс (стартовое состояние) генератора x_{1A} : $i_{1A} = r_1 - j_{1A} \cdot 4092 = r_1 \pmod{4092}$. Учитывая, что генератор x_{1B} в конце каждого периода кода x_1 устанавливается в состояние «Все 1», стартовый индекс генератора x_{1B} будет $i_{1B} = r_1 \pmod{4093}$. Этим шагом заканчивается определение стартовых параметров генератора кода x_1 .

Аналогично определяются стартовые параметры x_2 — последовательности $z_2 = t_w \pmod{15345037}$, $r_2 = [t_w / 15345037]$, $j_{2A} = [r_2 / 4092]$, $i_{2A} = r_2 \pmod{4092}$, $i_{2B} = r_2 \pmod{4093}$.

Для последовательности x_2 вычисляется дополнительный параметр, принимающий значения $i_{37} = 0$ при $r_2 \leq 15345000$ и

$i_{37} = r_2 \pmod{15345000}$ при $r_2 > 15345000$. Дадим пояснения к алгоритму установки стартовых параметров кода x_2 .

Последовательность x_2 имеет длину 15345037 бит, на 37 символов больше длины кода x_1 .

Генераторы кодов x_{2A} и x_{2B} по-прежнему имеют период 4092 и 4093 бит. Судя по структурной схеме генератора [6] (см. рис. 6.7), можно заключить, что период кода x_2 формируется из 3750 периодов кода x_{2A} и дополнительных 37 бит, т. е. $4092 \cdot 3750 + 37 = 15345000 + 37 = 15345037$. В возможных значениях интервала времени r_2 можно различить два случая: первый — $0 \leq r_2 < 15345000$ и второй $15345000 \leq r_2 \leq 15345037$. В первом случае при установке стартовых индексов дополнительные биты не участвуют и $i_{37} = 0$. Во втором случае необходимо учесть эти биты. Параметр $0 \leq i_{37} < 37$ вносится в генераторе в счетчик округлений. Этим шагом заканчивается определение стартовых параметров P -кода.

Стартовая установка C/A -кода используется для быстрого вхождения ССЗ в режим синхронизации при работе одноканальной ССЗ в мультиплексном режиме, а также при изменении состава рабочего созвездия КА. В последнем случае информацию, необходимую для стартовой установки кода и продолжения работы по сигналам «нового» спутника, пользователь получает из альманаха.

В разд. 3.3. отмечалось, что C/A -код создается путем сложения по $\text{mod } 2$ двух 1023-битовых M -последовательностей G_1 и G_2 , одинаковых для всех спутников системы. Индивидуальную окраску C/A -код получает путем введения сдвига суммируемых последовательностей, различного для разных КА. Управление генератором C/A -кода осуществляется по двум параметрам: i_{G_1} и i_{G_2} . Стартовый индекс установки последовательности G_1 равен $i_{G_1} = 0,1 \{r_1 \pmod{10230}\}$, стартовый код установки последовательности G_2 — $i_{G_2} = (1023 + i_{G_1} - k) \pmod{1023}$, где k — задержка последовательности G_2 , предписанная требуемому спутнику.

Микропроцессор (см. рис. 6.4) в соответствии со словом времени недели устанавливает стартовые коды, которые дают старт генераторам ПСП, входящим в кодовый генератор.

6.4. ТОЧНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРНС НАВСТАР

Точность определения текущих координат пользователя и их производных предопределяется точностью навигационных измерений и значением геометрического фактора.

Ошибки измерения навигационных параметров для анализа причин их возникновения удобно разделить в зависимости от источника на три группы: инструментальные ошибки аппаратуры

КА, аппаратуры пользователя и обусловленные средой распространения радиоволн. Основные виды этих ошибок перечислены в табл. 6.3.

Т а б л и ц а 6.3

Источник ошибок	Вид ошибок
Космический аппарат	Эфемеридные ошибки. Ошибки часов (эталонного генератора) спутника и групповой задержки в аппаратуре
Аппаратура пользователя	Ошибки измерения псевдодалности, псевдоскорости, поправок к часам пользователя. Ошибки вычислительного процесса
Среда распространения радиоволн	Ошибка ионосферной задержки. Ошибка тропосферной задержки. Ошибка многолучевости

Ошибки аппаратуры КА проявляются в том, что текущие эфемериды и текущее время КА, используемые при решении навигационной задачи, передаются пользователю с погрешностью. Эфемеридные и временные ошибки КА хорошо моделируются особенно на небольших интервалах времени. В течение двух часов после последней закладки информации на КА эти ошибки не превышают 1,5 м.

В аппаратуре пользователя точность измерения навигационных параметров зависит от вида сигналов (P или C/A -код), энергетических соотношений, схемы и качества приемника, параметров следящих измерителей. Относительно низкий уровень мощности передатчиков КА в сочетании с очень большой длиной навигационной радиолинии приводят к тому, что номинальный уровень принимаемого сигнала имеет малую величину и составляет — 165 дБ·Вт, а номинальное отношение мощности сигнала и спектральной плотности мощности шума в приемнике $C/N_0 = 30$ дБ·Гц. Наиболее точное слежение за несущей и за задержкой достигается в когерентных системах, построенных на основе схемы Костаса (см. разд. 4.2). Однако в таких системах при $C/N_0 < 25$ дБ·Гц происходит срыв режима автослежения. Некогерентные системы, имеющие меньшую точность, работоспособны при $C/N_0 = 20$ дБ·Гц.

Шумовая полоса ССЗ выбирается из условия минимизации суммарной флюктуационной и динамической ошибок и для практической аппаратуры составляет 2÷20 Гц. При точном вводе скорости в ССЗ от ССН полоса ССЗ может быть уменьшена до величины менее 1 Гц. В нормальных условиях шумовая ошибка

слежения за P -кодом составляет $\sigma_P = 1,05$ м, за C/A -кодом $\sigma_{C/A} = 10,5$ м.

Случайные ошибки возникают также в устройстве измерения псевдодальности. Псевдодальность, как известно, определяется путем измерения временного сдвига дальномерного кода, поступающего с выхода ССЗ, относительно местной шкалы времени, создаваемой с помощью опорного кварцевого генератора АП. Систематическая составляющая временного сдвига местной шкалы времени относительно системного времени определяется и учитывается как дополнительная четвертая переменная (см. разд. 2.2). Флюктуации частоты кварцевого генератора приводят к возникновению ошибок. Эти ошибки возрастают при последовательном измерении псевдодальностей до спутников из рабочего созвездия КА.

Ошибки вычислительного процесса в цифровых процессорах АП обусловлены временной дискретизацией и аналого-цифровым преобразованием сигналов на входе цифрового процессора, округлением (усечением) чисел в процессоре с ограниченной разрядностью, а также принятыми математическими аппроксимациями и приближениями. Используя современные 16- и 32-разрядные микропроцессоры, можно ограничить ошибку измерения дальности по этой причине величиной 1 м.

Ошибки, возникающие при распространении радиоволн, оказывают наибольшее влияние на совокупную точность СРНС. Средняя величина отклонения ионосферной задержки составляет 10 нс днем и 50 нс ночью при больших углах возвышения и возрастает примерно в три раза при малых углах возвышения. Эта задержка моделируется с учетом вариаций концентрации свободных электронов в ионосфере: суточных, сезонных географических и обусловленных циклическостью солнечной активности. Вычисленные таким образом поправки позволяют снизить ионосферную ошибку на 50—75%. Тропосферный эффект при углах возвышения больше 5° и сухой атмосфере вносит меньшую ошибку. Численные величины тропосферной задержки достигают 24 м при углах возвышения 5° . Этот эффект достаточно просто моделируется и соответствующая ему поправка вычисляется на основании атмосферных наблюдений. Остаточная погрешность составляет 4—8%. Суммарное влияние не поддающихся моделированию ионосферных и тропосферных эффектов дает ошибку по дальности порядка 2,4—5,2 м.

Ошибки измерения псевдодальности из-за многолучевости распространения радиоволн трудно поддаются учету и составляют 1—3 м.

Влияние взаимного положения в пространстве пользователя и спутников на ошибку местоопределения пользователя учитывается величиной геометрического фактора.

Для случаев определения координат в пространстве и на горизонтальной плоскости, высоты, поправки времени шкалы часов пользователя введены соответствующие разновидности геометрического фактора. Влияние геометрии на радиальную ошибку места в пространстве отражает *PDOP* (*Position Dilution of Precision*):

$$PDOP = \sigma_P / \sigma_D = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2} / \sigma_D,$$

где σ_D — среднеквадратическая ошибка измерения псевдодальности; $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ — среднеквадратические ошибки места пользователя.

Ясно, что геометрический фактор *PDOP* является также функцией пространственных координат спутников и пользователя.

Анализ показывает, что *PDOP* принимает минимальное значение при максимуме объема тетраэдра, образованного единичными векторами, направленными от пользователя к четырем спутникам рабочего созвездия КА. Отсюда следует простой алгоритм наилучшего выбора рабочего созвездия КА из совокупности спутников, находящихся над радиогоризонтом. Объем тетраэдра максимизируется, когда один из спутников находится в зените, а три других располагаются как можно ближе к горизонту, образуя по периметру равносторонний треугольник.

Совокупная ошибка системы Навстар образуется в результате суммирования перечисленных, вообще говоря, функционально зависимых ошибок. Оценка случайной результирующей ошибки для *P*-канала при значении геометрического фактора 3 составляет для одноразового измерения 16 м, для многократных измерений с учетом фильтрации — 11 м.

Экспериментальные данные, полученные на первом этапе развертывания системы Навстар, показали, что ошибки определения места (по *P*-каналу) составляют в горизонтальной плоскости меньше 12,5 м, в вертикальной 15 м. Ошибки составляющих вектора скорости не превышают 0,1 м/с, временной поправки 25 нс [2,6].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. П. И. Дмитриева и В. С. Шебшаевича — М.: Радио и связь, 1982. — 272 с.
2. Шкирятов В. В. Радионавигационные системы и устройства.—М.: Радио и связь, 1984. — 164 с.
3. Пестряков В. Б., Кузнецов В. Д. Радиотехнические системы. — М.: Радио и связь, 1985. — 376 с.
4. Волосов П. С., Волюнкин А. И., Мищенко И. Н. Спутниковая радионавигационная система Транзит // Зарубежная радиоэлектроника. — 1979. — № 1.

5. Мищенко И. Н., Волюнкин А. И., Волосов И. С. и др. Глобальная навигационная система Навстар // Зарубежная радиоэлектроника. — 1980. — № 8.
6. Волюнкин А. И., Кудрявцев И. В., Мищенко И. Н. и др. Аппаратура потребителей СРНС Навстар // Зарубежная радиоэлектроника, — 1983. — № 4, 5.
7. Диксон Р. К. Широкополосные системы / Пер. с англ. — М.: Связь, 1979. — 304 с.
8. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении / Пер с англ. — М.: Сов. радио, 1978. — 600 с.
9. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / Пер. с англ. — М.: Связь, 1979. — 592 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ РАДИОНАВИГАЦИИ	3
1.1. Характерные особенности и состав спутниковых систем радионавигации (СРНС)	3
1.2. Обобщенная структурная схема СРНС	5
1.3. Влияние высоты орбит спутников на параметры и характеристики СРНС	7
1.4. Диапазон рабочих волн. Влияние особенностей распространения радиоволн и других физических эффектов на работу СРНС	11
1.5. Низковысотная СРНС Транзит. Принцип действия и способ функционирования	14
2. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ГЛОБАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НАВСТАР	20
2.1. Основные решаемые задачи	20
2.2. Состав глобальной СРНС Навстар. Используемые методы местоопределения	22
2.3. Принцип измерения навигационных параметров	26
2.4. Подсистема спутников	29
2.5. Наземный командно-измерительный комплекс (КИК)	31
2.6. Состав и формат навигационного сообщения	32
3. КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В ГЛОБАЛЬНЫХ СРНС. СТРУКТУРА НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВ	35
3.1. Линейные рекуррентные последовательности	35
3.2. Комбинаторные свойства M-последовательностей. Составные коды	38
3.3. Кодирование сигналов в ГСРНС Навстар	40
3.4. Радионавигационные сигналы СРНС Навстар. Бортовая аппаратура КА	45
4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ СЛЕЖЕНИЯ ЗА НЕСУЩЕЙ И ЗА ЗАДЕРЖКОЙ СИГНАЛОВ	48
4.1. Общие сведения и особенности	48
4.2. Устройства слежения за несущей, основанные на принципе фазовой автоподстройки	50

4.3. Системы слежения за временной задержкой сигналов	58
4.4. Некогерентные системы слежения за запаздыванием псевдошумовых сигналов	64
4.5. Дифференциально-когерентные устройства слежения за несущей и задержкой и демодуляция сигналов с ФМ	70
4.6. Особенности практических схем слежения за несущей и задержкой сигнала	75
5. ПОИСК И ЗАХВАТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ	78
6. НАВИГАЦИОННАЯ АППАРАТУРА ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ СРНС НАВСТАР	82
6.1. Общая характеристика и особенности подсистемы АП	82
6.2. Пример способа построения аппаратуры пользователя	87
6.3. Цифровая аппаратура пользователей	92
6.4. Точностные характеристики СРНС Навстар	101
Библиографический свисок	104

Св. план, 1987, поз. 1021

Виктор Дмитриевич Кузенков

СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОНАВИГАЦИИ

Редактор Т. К. Кретьнина
Техн. редактор Н. М. Каленюк
Корректор Н. С. Куприянова

Сдано в набор 1.09.87 г. ЕО 00386.
Подписано в печать 2.12.87 г.
Формат 60×84 1/16. Бумага оберточная.
Печать высокая. Гарнитура литературная.
Усл. п. л. 5,5. Уч.-изд. л. 5,2. Т. 500 экз.
Заказ 829. Цена 20 к.

Куйбышевский ордена Трудового Красного
Знамени авиационный институт
имени академика С. П. Королева,
г. Куйбышев, ул. Молодогвардейская, 151.

Тип. ЭОЗ КуАИ, г. Куйбышев, ул. Ульяновская, 18.