

МИНОБРНАУКИ РОССИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

И. А. Кудрявцев

Приемники сигналов
навигационных систем

Электронное учебное пособие

САМАРА
2011

Автор : **Кудрявцев Илья Александрович**

Кудрявцев И. А. Приемники сигналов навигационных систем [Электронный ресурс] : электрон. учеб. пособие / И. А. Кудрявцев; Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т). - Электрон. текстовые и граф. дан. (0,72 Мбайт). - Самара, 2011. - 1 эл. опт. диск (CD-ROM).

В пособии рассматриваются особенности построения приемников навигационных сигналов, методы поиска навигационных сигналов и слежения за ними. Пособие разработано на каф. РТУ радиотехнического факультета для магистрантов направления подготовки 210400.68 (Радиотехника). Занятия в семестре А.

СОДЕРЖАНИЕ

1 НАВИГАЦИОННАЯ АППАРАТУРА ПОТРЕБИТЕЛЯ (АП)	4
1.1 Основные требования к GNSS (GPS/ГЛОНАСС) приемнику	4
1.2 Обобщенная функциональная схема аппаратуры потребителя	5
2 GNSS АНТЕННЫ	6
3 ПРИЕМНИК	8
3.1 Требования к приемнику	8
3.2 Структурная схема приемника	8
3.3 Выбор частоты дискретизации АЦП и промежуточной частоты	9
3.4 Выбор разрядности АЦП	11
3.5 Микросхемы радиочастотных модулей навигационных приемников	12
4 МЕТОДЫ ПОИСКА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ	12
4.1 Выбор длины анализируемой последовательности данных	13
4.2 Традиционная схема	13
4.3 Критерии регистрации максимума корреляционной функции	14
4.4 Поиск с применением техники преобразования Фурье	15
4.5 Поиск с вычислением корреляции в частотной области	16
4.6 Метод задержки и умножения	17
4.7 Обработка длинных наборов данных	18
4.8 Точное измерение частоты	18
4.9 Алгоритмы поиска навигационных сигналов диапазона L5	19
4.10 Универсальный модуль поиска навигационного сигнала	20
4.11 Методы поиска сигналов, модулированных Р-кодом	20
5 СЛЕЖЕНИЕ ЗА НАВИГАЦИОННЫМ СИГНАЛОМ	21
5.1 Синтез узлов системы поиска/слежения на базе ПЛИС	25
6 ДЕМОДУЛЯЦИЯ СООБЩЕНИЙ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ	26
6.1 Выделение субкадров и контроль четности	27

1 Навигационная аппаратура потребителя (АП)

В современных условиях, когда спутниковые навигационные технологии становятся одним из основных средств навигации и управления подвижными объектами аппаратура потребителя должна удовлетворять целому ряду требований, сформулированных в международных, национальных и ведомственных стандартах. Аппаратура потребителей становится составной GNSS и должна взаимодействовать с элементами GNSS: SBAS, GBAS, ABAS, DGNSS, SDCM.

В современных комплексах аппаратура потребителей GNSS состоит не только из приемника спутниковых сигналов. В ее состав включаются и средства приема информации от систем наземного и космического функциональных дополнений. Информация, принимаемая и обрабатываемая навигационным приемником, в свою очередь, может поступать в другие системы и комплексы, управляющие подвижными объектами.

Приемник должен через антенно-фидерное устройство принимать и обрабатывать сигналы элементов GNSS, с которыми он взаимодействует, а именно: сигналы спутников GPS, ГЛОНАСС, Galileo, GEO SBAS, наземного функционального дополнения GBAS, сигналы DGNSS. В настоящее время перспективным является создание приемников, сочетающих в себе возможность работы с навигационными спутниками разных систем, что позволяет повысить точность определения навигационных параметров и повысить быстродействие, так как увеличивается количество спутников, видимых в текущий момент.

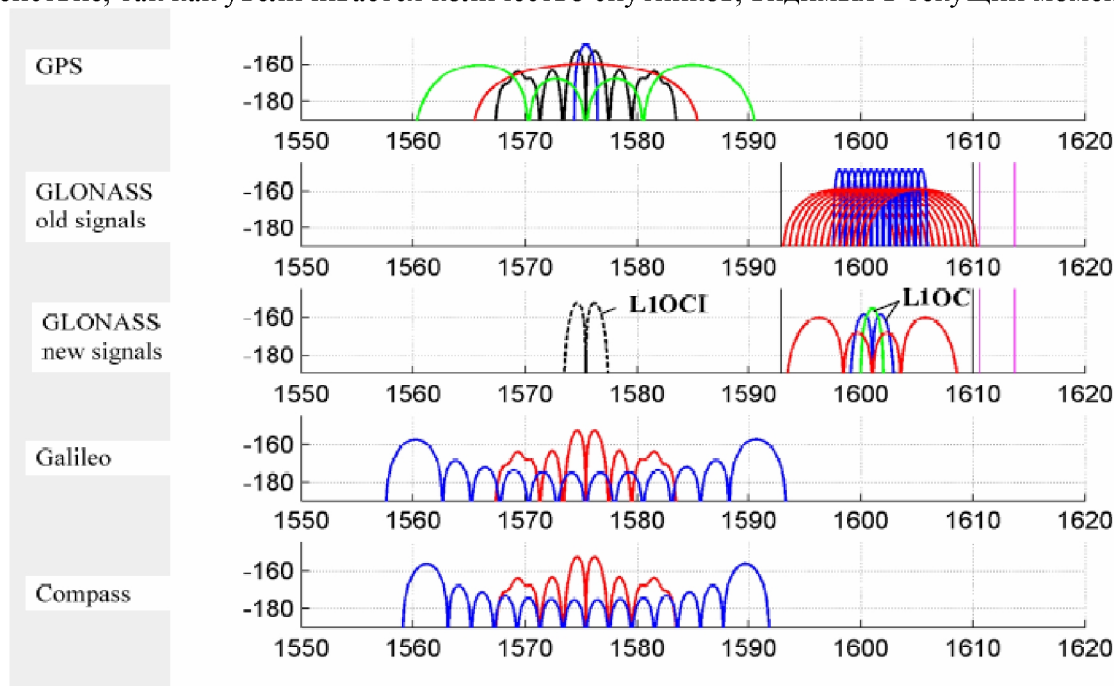


Рисунок 1 – Шкала частот основных навигационных систем (диапазон L1)

Как видно из рисунка, сигналы основных навигационных систем лежат практически в одной и той же полосе частот, что в какой-то степени облегчает разработку радио-частотного тракта такого универсального приемника.

1.1 Основные требования к GNSS (GPS/ГЛОНАСС) приемнику

Приемник должен исключать из решения навигационной задачи любой спутник, обозначенный неработоспособным признаком состояния здоровья эфемерид (подкадр 1, слово 3, разряды 17-22 спутника GPS; строка 2, разряды 80-72, признак Вп для спутника ГЛОНАСС).

Приемник должен обеспечивать непрерывное сопровождение минимум четырех спутников и решение навигационной задачи на основе измерений по этим спутникам. Приемник GPS должен компенсировать динамическое доплеровское смещение в измере-

ниях по коду C/A и фазе несущей номинального SPS сигнала и доплеровское смещение, которое является уникальным для предполагаемого применения.

Приемник ГЛОНАСС должен компенсировать влияние доплеровского смещения на измерение начальной фазы несущей радиосигнала ГЛОНАСС. Приемник GPS перед решением любой навигационной задачи удостоверяется в правильности применения времени и эфемерид, непрерывно отслеживает значения идентификатора набора параметров времени (IODC), идентификатора набора эфемерид (IODE), обновляет эфемериды, и параметры времени при обнаружении изменения значений одного или обоих этих параметров, использует временные параметры и эфемериды вместе с соответствующими им значениями IODC и IODE для данного спутника.

Приемник ГЛОНАСС должен удостоверяться в правильности применения эфемеридной и временной информации, поступающей со спутников ГЛОНАСС до решения навигационной задачи.

1.2 Обобщенная функциональная схема аппаратуры потребителя

В аппаратуре потребителя производится определение пространственных координат, скорости, времени и других навигационных параметров объекта, на котором она установлена по информации, поступающей с навигационного спутника. В настоящее время многие фирмы производят аппаратуру потребителя, в том числе и для авиационных пользователей.

Как правило, имеющаяся аппаратура функционирует по сигналам навигационных спутников GPS и по сигналам навигационных спутников GPS и ГЛОНАСС. Обобщенная функциональная схема аппаратуры потребителя изображена на рис. 2.

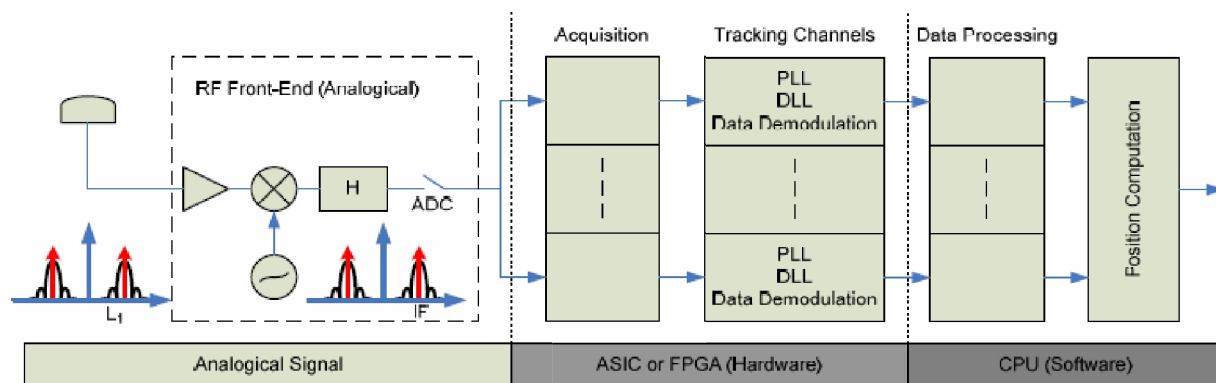


Рисунок 2 – Обобщенная структурная схема навигационного приемника

Сигналы навигационных спутников принимаются антенной, усиливаются и поступают на вход приемника. В приемнике сигналы переносятся с несущей частоты на промежуточную и с помощью аналого-цифрового преобразователя преобразуются в цифровую форму.

В корреляторе спектр сигнала переносится на “нулевую” частоту. Это может производиться путём перемножения входного сигнала коррелятора с опорным гармоническим колебанием в синфазном и квадратурном каналах. Далее результат перемножения проходит корреляционную обработку путём перемножения с опорным дальномерным кодом и накоплением на периоде дальномерного кода. В итоге получаем корреляционные интегралы I и Q .

Отсчёты корреляционных интегралов поступают в процессор для дальнейшей обработки и замыкания петель ФАП (фазовая автоподстройка) и ССЗ (схема слежения за задержкой). Измерения параметров сигнала в приёмнике производятся не непосредственно по входному сигналу, а по его точной копии, формируемой системами ФАП и ССЗ. Корреляционные интегралы I и Q позволяют оценить степень “похожести” (коррелированности) опорного и входного сигналов. Задача коррелятора, помимо формирования интегра-

лов I и Q, — формировать опорный сигнал, согласно с управляющими воздействиями (кодами управления), поступающими с процессора. Кроме того, в некоторых приёмниках коррелятор формирует необходимые измерения опорных сигналов и передаёт их в процессор для дальнейшей обработки.

Навигационный вычислитель реализует управление составляющими аппаратуры потребителя в целом и осуществляет вычислительные процедуры для первичной и вторичной обработки сигналов. На него обычно возлагается также выделение цифровой информации, передаваемой навигационными спутниками.

Разрабатываются и выпускаются мультисистемные приемники навигационных сигналов, определяющие местоположение приемника и другие навигационные параметры путем анализа навигационных сигналов спутников различных группировок. В этом случае возможны различные решения, однако чаще всего в таких приемниках приходится реализовывать параллельные тракты первичной обработки, как показано на рис. 3

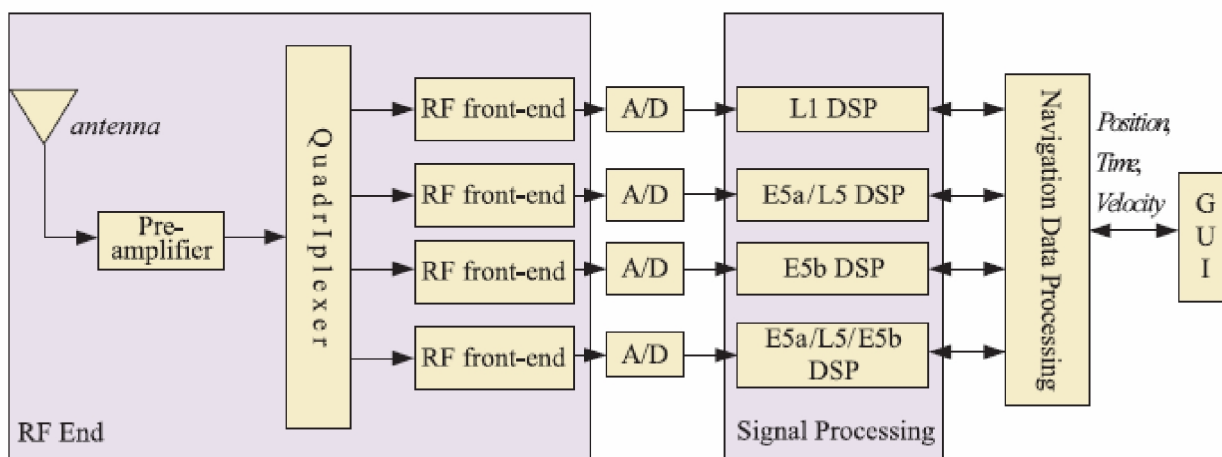


Рисунок 3 - Структурная схема мультисистемного навигационного приемника (GPS-Galileo)

2 GNSS антенны

Так как навигационный сигнал имеет правую круговую поляризацию, антенна должна иметь соответствующие свойства. Простейшим примером такой антенны может являться спиральная антенна, которая, к сожалению, обычно не удовлетворяет массогабаритным требованиям.

В аппаратуре потребителей, как правило, применяются антенны на несимметричной полосковой линии. Подобные антенны достаточно широко освещались в литературе с позиций их использования в качестве излучателей плоских антенных решеток. Однако данных по их проектированию для спутниковых навигационных систем недостаточно. Антенна GNSS должна работать в диапазоне частот 1563 МГц...1615 МГц (для сигналов L1), принимать сигналы из верхней полусферы в телесном угле $\pm 85^\circ$, иметь правостороннюю круговую поляризацию с коэффициентом эллиптичности менее 3,5 дБ, обеспечивать коэффициент усиления в секторе $\pm 75^\circ$ больше минус 2 дБ, в секторе $\pm (80^\circ, 85^\circ)$ - больше минус 7 дБ. Кроме того, она должна обеспечивать пространственное ослабление электромагнитных колебаний, отраженных от местных предметов и частотно- избирательные элементы для подавления внеполосных излучений. Учитывая потери в кабеле, соединяющем антенну с входным каскадом приемника, обычно в конструкцию интегрируют малошумящий усилитель мощности. Типичные коэффициент передачи такого усилителя составляет порядка 26дБ при коэффициенте шума порядка 2.5дБ.

В случае, если приемник рассчитан на прием навигационных сигналов нескольких диапазонов, антенна либо должна быть широкополосной, либо иметь два узкополосных канала для соответствующих поддиапазонов. Последний вариант может иметь преимущество в плане избирательности и подавления сигналов комбинационных частот.

Полосковая резонаторная антенна (ПРА) изображена на рис.4 и представляет собой полосковый проводник, расположенный над металлической плоскостью и диэлектрическим основанием и в определенном месте, соответствующем точке возбуждения круговой поляризации, соединенный с выходной линией передачи.

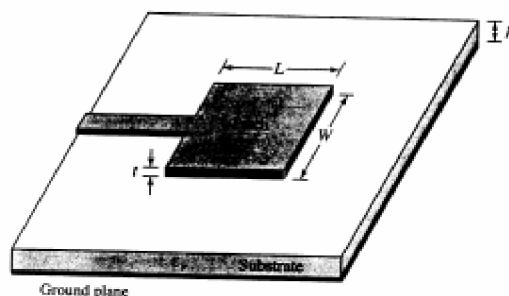


Рисунок 4 – Полосковая резонаторная антенна

Принцип действия ПРА состоит в следующем. Объем, заключенный между полосковым проводником и металлической плоскостью, представляет собой резонатор электромагнитных колебаний. При соответствующем возбуждении в резонаторе возникают электромагнитные колебания вдоль продольной и поперечной осей. При выборе размеров полоскового проводника близких к половине длины волны каждая пара противоположных «щелей» (области перпендикулярные металлической плоскости, ограниченные краями полоскового проводника) создает условия излучения/приема электромагнитных волн в пространстве над полосковым проводником.

Таким образом, в настоящее время для навигационных приемников общего применения используются следующие антенны – ПРА, спиральные и иногда петлевые. В таблице 1 приведены характеристики некоторых образцов.

Таблица 1 Сравнительные характеристики некоторых антенн

	Taoglas					Sarantel	
	SGP.12	SGP.15	SGP.18	GLA.1	GLA.2	SL1200	SL1300
Type	Patch	Patch	Patch	Loop	Loop	Helix	Helix
Dim. [mm]	12x12x4	15x15x4	18x18x4	5x1.3x0.6	10x3.2x4	10.1Øx17.8	7.5Øx12
Polarization	RHCP	RHCP	RHCP	Linear	Linear	RHCP	RHCP
Gain [dBi]	-2.0	1.0	1.0	2.5	1.34	-2.8	-5.0
Beamwidth [°]	n/a	n/a	n/a	n/a	n/a	135	>135
Bandwidth [MHz]	6	6	5	50	20	20	15
VSWR (max)	1.5	1.5	1.5	2	2	2.3	2.3
Temp. [°C]	-40 - 105	-40 - 105	-40 - 105	-40 - 105	-40 - 105	-40 - 85	-40 - 85
Weight [g]	6	8	12	1	1	n/a	3

Для геодезической аппаратуры приняты антенны несколько иного типа – конические кольцевые (conic choke ring). Здесь большое значение имеет форма элемента, обеспечивающего «плоскость земли» (ground plane). Как правило, такая антенна изготавливается из цельной алюминиевой заготовки и имеет от трех до пяти кольцевых структур глубиной в четверть волны. Одна из целей создания такой конфигурации – воспрепятствовать распространению поверхностной волны. С целью улучшения условий приема сигналов от спутников, расположенных под малыми углами к горизонту, кольца выполняются так, чтобы вся структура имела коническую форму.

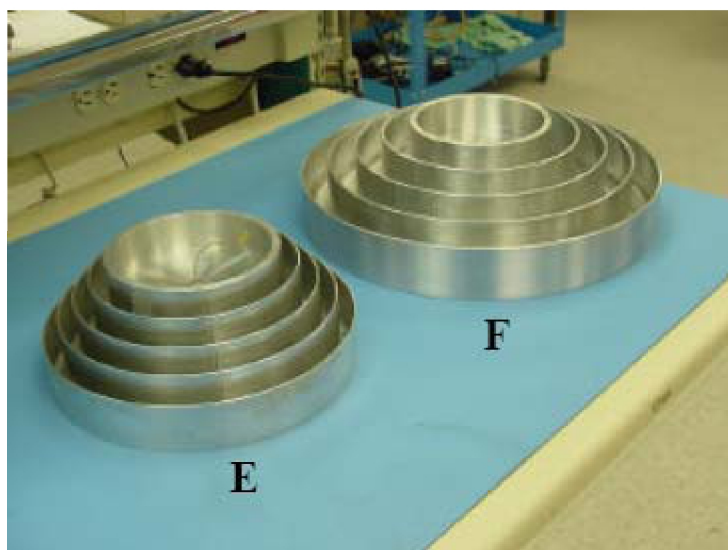


Рисунок 5 – Варианты конструкций конических антенн

3 Приемник

3.1 Требования к приемнику

Известно, что навигационные сигналы имеют очень малую мощность, например, C/A код системы GPS создает на входе приемника мощность порядка -130дБм. Мощность теплового шума определяется выражением

$$P_{BX} = kTB,$$

где T- температура в К, k – постоянная Больцмана, В – ширина полосы пропускания.

Учитывая, что полоса C/A сигнала составляет 2.046МГц, мощность шума составит примерно -111дБм. Таким образом, мощность полезного сигнала на входе приемника примерно на 19дб меньше уровня теплового шума.

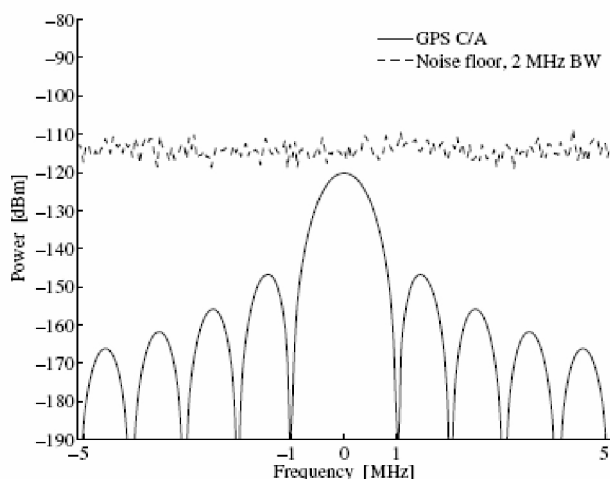


Рисунок 6 - Шумовая характеристика сигнала GPS

Навигационный приемник должен обеспечить уровень сигнала, достаточный для обработки АЦП, следовательно, общий коэффициент усиления должен составить порядка 100-105дб (исходя из характеристического сопротивления порядка 50 Ом).

3.2 Структурная схема приемника

Возможны два подхода к реализации навигационного приемника – структура приемника прямого усиления и супергетеродинная схема. Основным недостатком схемы прямого усиления, как обычно, является высокая стоимость и сложность реализации филь-

ров и усилителей на частоте сигнала. Также и АЦП должен иметь широкую полосу сигнала, что трудно реализуемо. Вместе с тем, отсутствие в тракте приемника прямого усиления нелинейных устройств (смеситель) и гетеродина (нестабильность частоты и т.п.) являются определенными преимуществами данной схемы. Тем не менее, чаще реализуются схемы супергетеродинного типа с одинарным или двойным преобразованием.

В случае использования супергетеродинной схемы многие характеристики приемника определяются выбором промежуточной частоты, на выбор которой, в свою очередь, оказывает влияние выбор частоты дискретизации АЦП.

Достаточно часто применяются квадратурные приемники, в которых преобразование частоты выполняется по двухканальной схеме – с формированием синфазного (I) и квадратурного (Q) каналов. Такой подход требует тщательной балансировки каналов с точки зрения симметрии коэффициентов передачи и фазовых характеристик. Альтернативой служит одноканальная схема, а последующая квадратурная обработка производится уже в корреляторах.

3.3 Выбор частоты дискретизации АЦП и промежуточной частоты

Рассмотрим выбор частоты дискретизации на примере C/A сигнала системы GPS. Выбор этого параметра при построении навигационных приемников других систем практически аналогичен.

Рекомендуется выбирать частоту дискретизации не кратной частоте C/A сигнала, в противном случае пространственное разрешение приемника будет определяться значением $\Delta L = \frac{c}{f}$. Например, при выборе частоты дискретизации 5.115 МГц (1.023 МГц x 5) $\Delta L = 58.65 \text{ м}$. Очевидно, что выбор больших значений частоты дискретизации, при которых будет обеспечиваться лучшее разрешение невыгоден. Причина данного эффекта состоит в том, что при выборе частоты дискретизации, кратной частоте C/A кода при временных сдвигах, меньше $\frac{1}{f}$, сигналы будут невозможно отличить друг от друга. При выборе частоты дискретизации, не кратной частоте C/A кода, такого эффекта синхронизации не наблюдается, что позволяет обеспечить лучшее разрешение с помощью цифровой обработки сигнала. При выборе величины частоты дискретизации необходимо также учитывать доплеровский сдвиг, который для частоты C/A кода 1.023 МГц составляет величину порядка $\pm 10 \text{ Гц}$ (при скорости приемника до нескольких км/с).

При выборе частоты дискретизации необходимо руководствоваться теоремой Котельникова, однако, для извлечения нужной нам информации о временном сдвиге нет необходимости точно знать мгновенное значение несущей частоты. Из теории АЦП известно, что при дискретизации сигнала с частотой f_s частоты входного сигнала интерпретируются АЦП по принципу $f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ВХ}} - \frac{nf_s}{2}$, где $f_{\text{ВЫХ}} < \frac{f_s}{2}$. Эта ситуация хорошо интерпретируется рис. 7

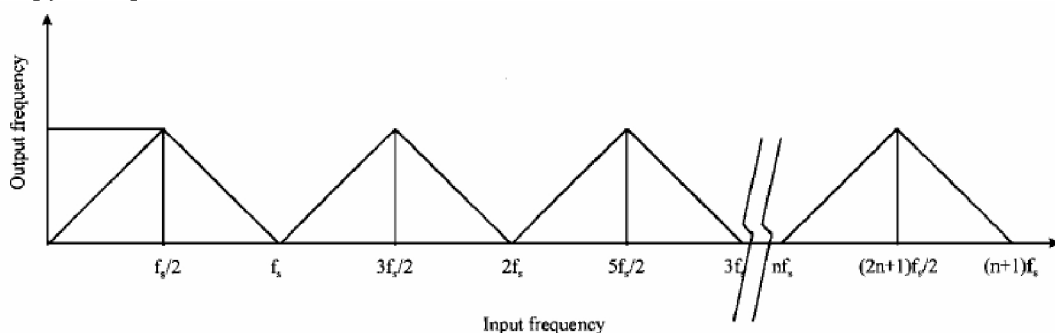


Рисунок 7 - Преобразование частот в АЦП

Исходя из требований теоремы Котельникова, частота дискретизации не может быть менее $2f_{BX}$, обычно на практике используется не менее $2.5f_{BX}$, чтобы избежать применения фильтров с очень крутым спадом АЧХ для ограничения внеполосных сигналов.

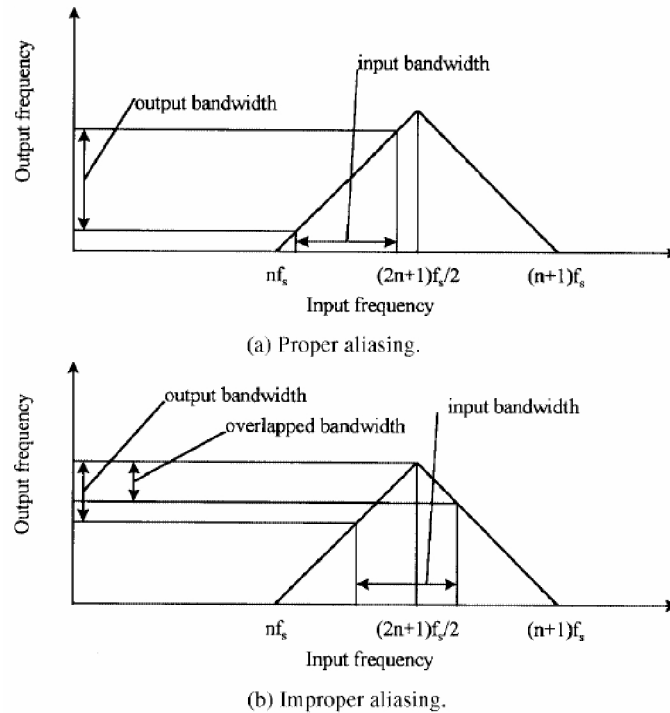


Рисунок 8 – Выбор частоты дискретизации

Таким образом, частоту дискретизации для С/А кода нежелательно выбирать менее, чем 5МГц. На рис 8 показаны примеры удачного (а) и неудачного (б) выбора частоты дискретизации. Желательно выбирать частоту дискретизации таким образом, чтобы весь диапазон частот сигнала укладывался между величинами nf_s и $(2n+1)f_s/2$, в противном случае наблюдается наложение спектров. Таким образом, из рисунка 8 очевидно, что желательный выбор определяется выражением $f_{ВЫХ} = f_{ВХ} - n f_s/2 \approx f_s/4$, при условии $f_s > 2\Delta f$, где Δf - ширина полосы входного сигнала.

Например, выбирая частоту дискретизации равной 5МГц, промежуточную частоту можно выбрать из формулы $f_{ПР} = 5n + 1.25$ МГц. В принципе можно выбрать $n=0$, но тогда преобразованный сигнал будет занимать полосу от 0.25 до 2.25МГц, что составляет более октавы. Такой выбор нежелателен, так как обычно рекомендуется обеспечивать полосу сигнала промежуточной частоты менее октавы, чтобы избежать попадания сигнала второй гармоники в пределы полосы пропускания.

На рис 9 показан пример реализации приемника с промежуточной частотой 21.25МГц ($n=4$), в котором основное усиление выполняется в тракте промежуточной частоты. Узел *biasT* обеспечивает подачу напряжения питания на усилитель, интегрированный с антенной.

Описываемый подход можно применить для обработки сразу двух сигналов разных диапазонов с переносом их спектров в низкочастотную область по следующему принципу, показанному на рис. 10. По сравнению со схемой, использующей два отдельных канала преобразования, гетеродины которых настроены на разные частоты, эта схема сокращает аппаратные затраты. Спектры разных каналов могут быть разнесены по частоте, как это показано на рис10, или перекрываться. Вариант с перекрывающимися спектрами требует меньшей частоты дискретизации и меньшей полосы пропускания, но обладает худшим

отношением сигнал/шум по сравнению с отдельными спектрами, так как в последнем случае шумы каналов не смешиваются.

Следует также отметить, что отклонения частоты дискретизации от номинала являются серьезным вопросом, так как влияют на частоту выходного сигнала и могут оказать отрицательное влияние на работу алгоритма системы поиска. В схеме, где дискретизация производится на частоте входного сигнала, требования к стабильности более высокие.

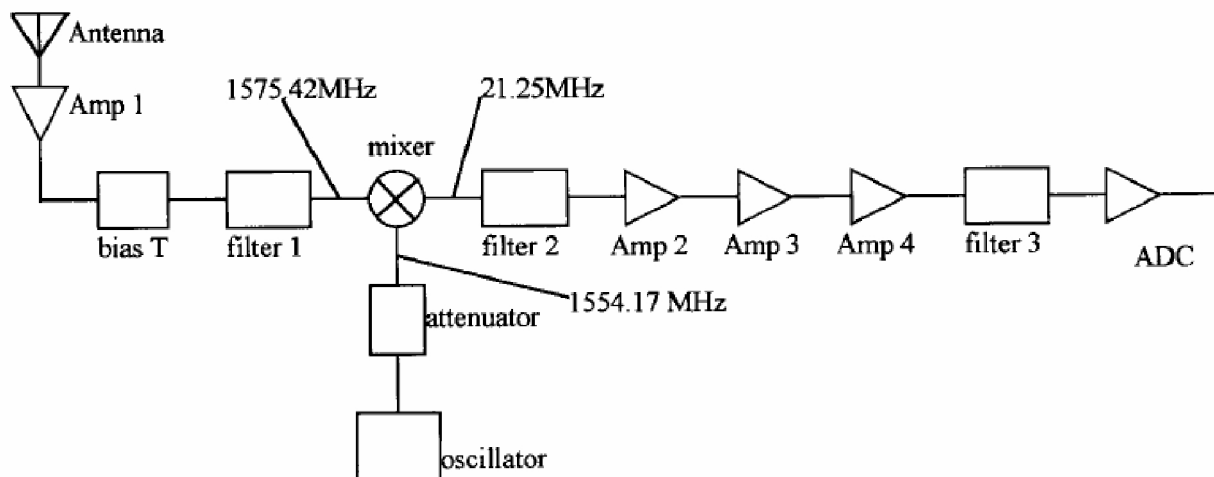


Рисунок 9 – Вариант реализации структурной схемы навигационного приемника

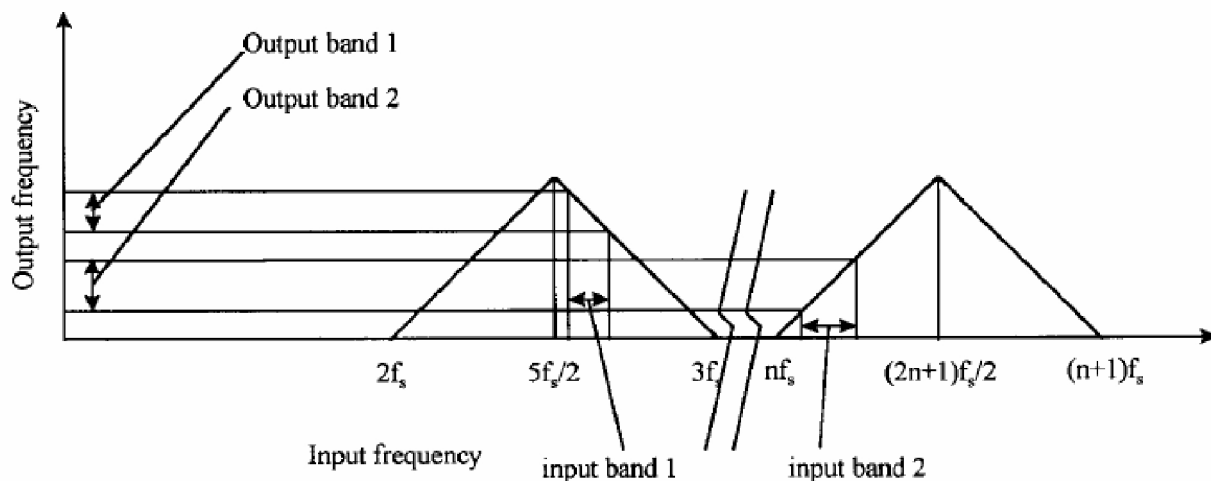


Рисунок 10 – Вариант обработки двух сигналов

3.4 Выбор разрядности АЦП

Навигационные сигналы спутников GPS и Galileo, а также сигналы диапазона L3 спутников ГЛОНАСС нового поколения относятся к семейству CDMA сигналов, следовательно, для приема максимального числа сигналов желательно иметь на входе приемника сравнимые значения мощности. В этих условиях высокая разрядность АЦП нежелательна, обычные приемники имеют 1-2 разряда. Такой подход заметно упрощает аппаратную часть приемника, однако, снижение разрядности АЦП приводит к снижению отношения сигнал/шум. В [1] показано, что 1-разрядный АЦП снижает это отношение примерно на 1.96дБ, а 2-х разрядный АЦП – на 0.55дБ. Отмечается также, что снижение отношения сигнал/шум несколько уменьшается с ростом частоты дискретизации.

Увеличение разрядности АЦП может быть целесообразно, если предполагается работа в условиях мощных помех, частота которых близка к частоте навигационных сигналов. Как правило, применяются АЦП с нелинейной характеристикой, как показано на следующем рисунке. Выбор параметров АЦП оказывает существенное влияние на характери-

стики навигационного приемника, особенно в условиях действия узкополосных помех. Из рисунка видно, что сигналам, значение которых ниже порога, присваивается единичная величина, а сигналам выше порога – взвешенное значение R . Оптимальный выбор значения порога и R зависит от внешних условий, однако универсальной рекомендацией может являться $R = 3\sigma$ и $\Delta = \sigma$. (исходя из параметров узкополосного шума).

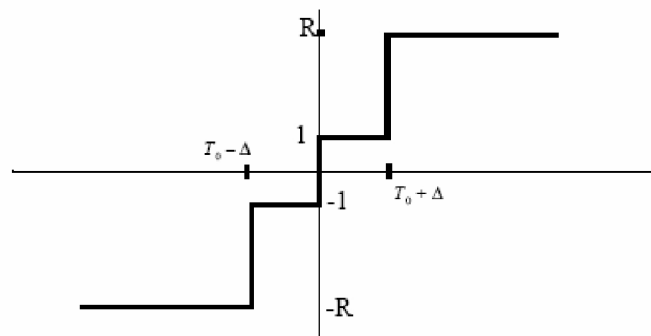


Рисунок 11 - Передаточная характеристика нелинейного АЦП

3.5 Микросхемы радиочастотных модулей навигационных приемников

В настоящее время на рынке имеется несколько видов ИМС, предназначенных для создания навигационных приемников. Например, фирма Maxim Integrated Products выпускает ИМС MAX2769, на базе которой можно разрабатывать различные варианты навигационных приемников. Структурная схема MAX2769 представлена на рис. 12.

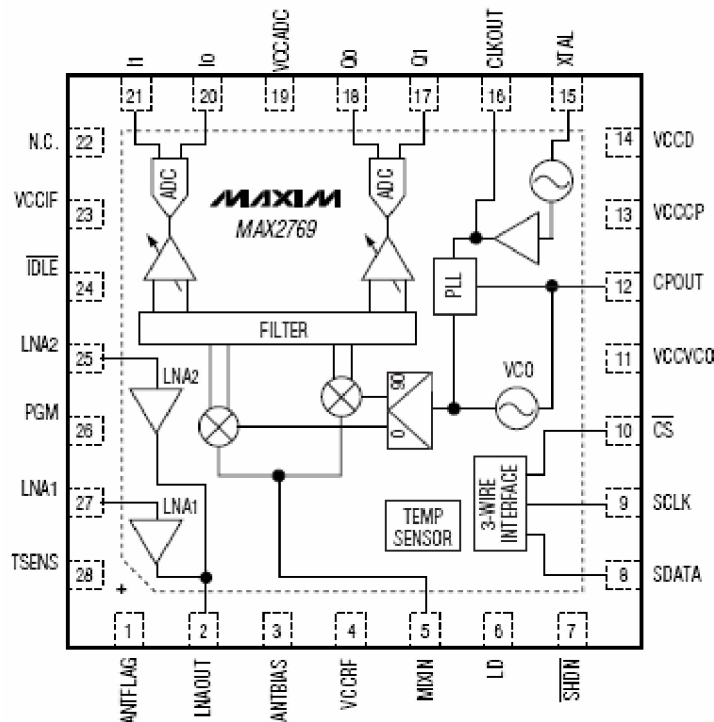


Рисунок 12 – Структурная схема MAX2769

Особенностями здесь является два отдельных канала для реализации квадратурного приема, встроенная петля ФАПЧ для построения гетеродина и входные малошумящие усилители. Схема легко настраивается через цифровой интерфейс SPI.

В разное время выпущены также ИМС NJ1006A, GP2010/2015, uN1008 и др., осуществляющие примерно одни и те же функции.

4 Методы поиска навигационных сигналов

Навигационный приемник осуществляет две базовые операции – поиска доступных навигационных сигналов и грубое определение кодовой задержки и доплеровского сдвига, а также точное слежение за параметрами найденных навигационных сигналов. Такое разделение вызвано очевидными соображениями по точности и времени анализа: поиск не должен быть слишком точным, в противном случае, он будет занимать слишком много времени, с другой стороны, схема слежения определяет основные точностные параметры навигационного приемника, но её диапазон может быть ограничен границами грубой оценки, сделанной на предыдущем этапе. Существует несколько распространенных принципов реализации схемы поиска, рассматриваемых ниже. Ограничимся рассмотрением алгоритмов поиска, применяемых в навигационных приемниках системы GPS.

4.1 Выбор длины анализируемой последовательности данных

Созвездие спутников GPS состоит из 24 спутников, каждый из которых обладает собственным уникальным кодом. Так как исходное местоположение навигационного приемника в общем случае может быть произвольным, необходимо искать сигналы всех используемых спутников.

Чем больше длина выборки, используемой для анализа, тем выше может быть отношение сигнал/шум и, следовательно, вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала. На выбор длины накладывается два основных ограничения. Во-первых, чем больше данных используется для анализа, тем выше требования к вычислительным ресурсам приемника и больше время анализа, во-вторых, навигационный сигнал модулируется информационной последовательностью, длительность одного бита в которой составляет 20мс, следовательно, возможны скачкообразные изменения фазы сигнала. Такое изменение ухудшает работу коррелятора.

Длина одного кодового элемента C/A кода составляет 1мс, этой величины в принципе достаточно для анализа, а для того, чтобы исключить возможное влияние вышеуказанного фазового перехода, достаточно проанализировать два последовательных участка данных. При выборе длины анализируемых данных менее 10мс можно гарантировать, что, если в одном наборе данных изменение фазы имело место, в следующем наборе его точно не будет.

Также существует связь между размером допустимой ячейки поиска по кодовой задержке и по частоте доплеровского сдвига. При длине последовательности C/A кода в 1мс корреляция полностью отсутствует при сдвиге в 1мс и максимальна при нулевом сдвиге. Если при поиске по величине задержки произвольно принимается, что максимально допустимое кодовое расстояние не должно превышать 0.5мс, то аналогично за период поиска фазовая ошибка не должна превысить этой же величины, что приводит к необходимости поиска по частоте с разрешением в 1кГц. Очевидно, что при выборе длины анализируемой последовательности в 10мс, поиск по частоте будет необходимо вести с разрешением уже в 100Гц, что существенно (более чем в 10 раз) увеличивает время анализа.

4.2 Традиционная схема

В традиционной схеме поиск сигнала осуществляется во временной области путем анализа последовательных участков принятого сигнала. Принцип иллюстрируется на рис. 13.

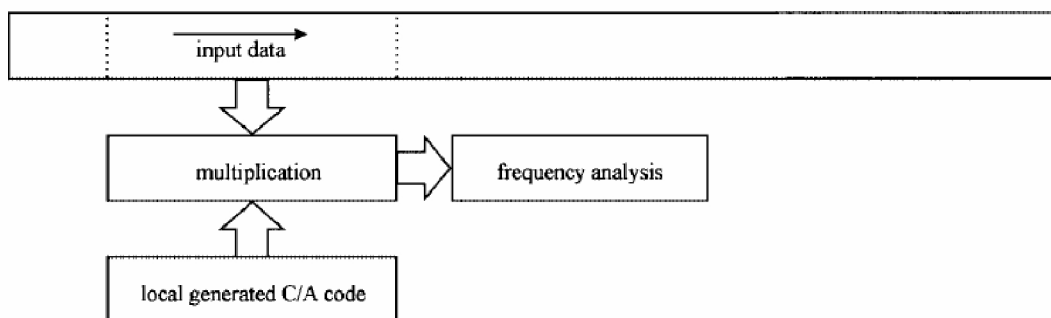


Рисунок 13 – Традиционная схема поиска сигнала с использованием ПФ

Достаточно часто этот алгоритм реализуется без привлечения частотного анализа, как такового, как показано на рис. 14.

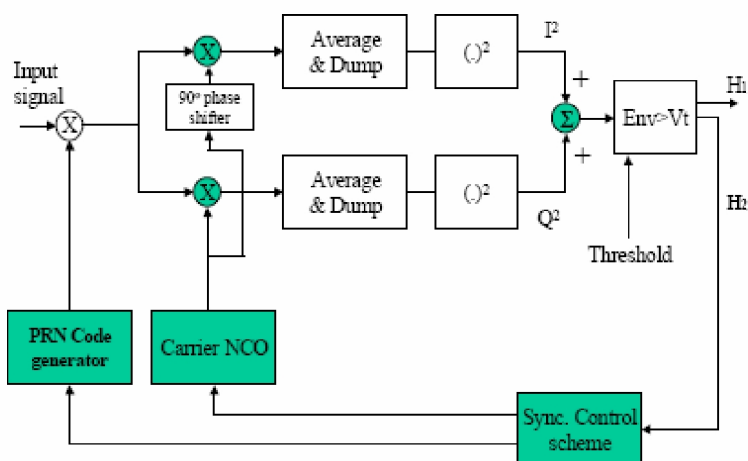


Рисунок 14 – Схема поиска во временной области

На данном рисунке изображена квадратурная схема, при которой обеспечивается некогерентная обработка сигнала. Решение о наличии сигнала с параметрами, соответствующими параметрам локальной копии (сдвиг кода и частота доплеровского сдвига) принимается исходя из величины выходного сигнала. При этом, в условиях действия шумов возможно два варианта ошибки: отвергнуть присутствующий сигнал и констатировать присутствие сигнала, когда в реальности он отсутствует.

4.3 Критерии регистрации максимума корреляционной функции

При реализации двумерных алгоритмов поиска картина обычно имеет следующий вид (при наличии сигнала).

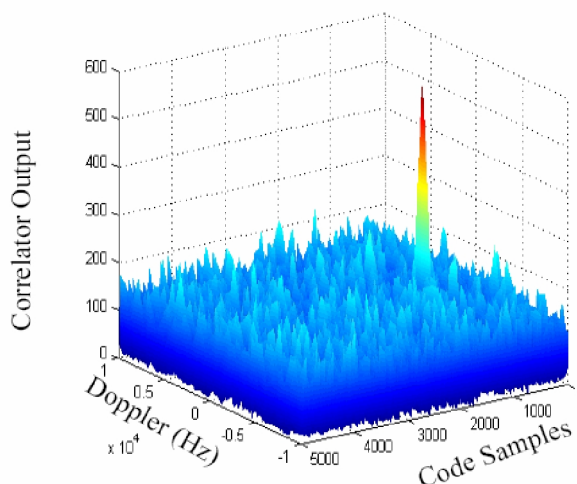


Рисунок 15 – Двумерный поиск сигнала

При принятии решения часто используется так называемый детектор Тонга, реализуемый в соответствии со следующей схемой. Основное влияние здесь оказывают две переменные K и A . K представляет собой счетчик, A – порог подтверждения. Максимальная скорость достигается при $K=1$, если необходимо повысить вероятность правильного обнаружения и понизить вероятность ложной тревоги, значение K можно установить равным двум или более. Значение A обычно устанавливают в диапазоне 8...12.

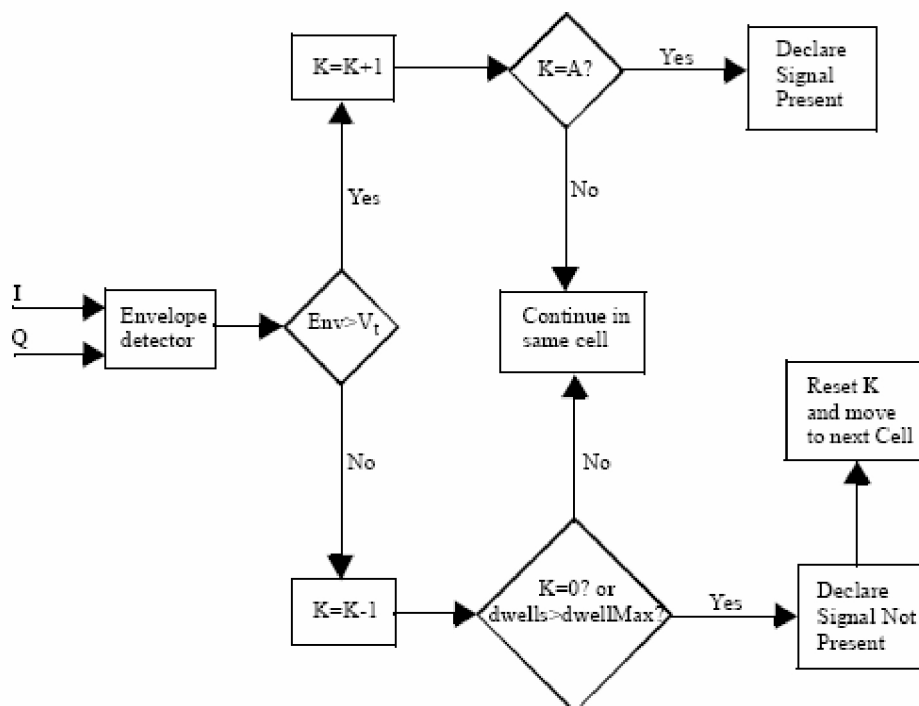


Рисунок 16 - Алгоритм Тонга

В [6] описаны дополнительные варианты алгоритмов поиска максимума, и приведены результаты сравнения алгоритма Тонга с описываемой ниже техникой, использующей преобразование Фурье.

4.4 Поиск с применением техники преобразования Фурье

Если умножить принятый сигнал на двоичную последовательность, представляющую собой С/А код с соответствующей задержкой, на выходе останется гармонический сигнал. Вычислить частоту гармонического сигнала можно, например, с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). При обработке 1мс мы получим частотное разрешение в 1кГц, однако, при дискретизации с частотой 5МГц мы получим 5000 выборок, перекрывающих диапазон частот до 2.5МГц, что сильно избыточно, так как нам требуется всего 21 выборка. В этой ситуации можно произвести 21 ДПФ преобразование, что сокращает объем вычислений.

Учитывая, что начало кодовой последовательности нам неизвестно, при использовании БПФ для поиска необходимо произвести 5000 умножений и 5000 5000-точечных преобразований. При этом получится 5000x2500 отсчетов, из которых необходимо выбрать максимум. При использовании ДПФ количество отсчетов сокращается до 5000x21.

Эта же операция может быть реализована иначе, в соответствии с рис. 17

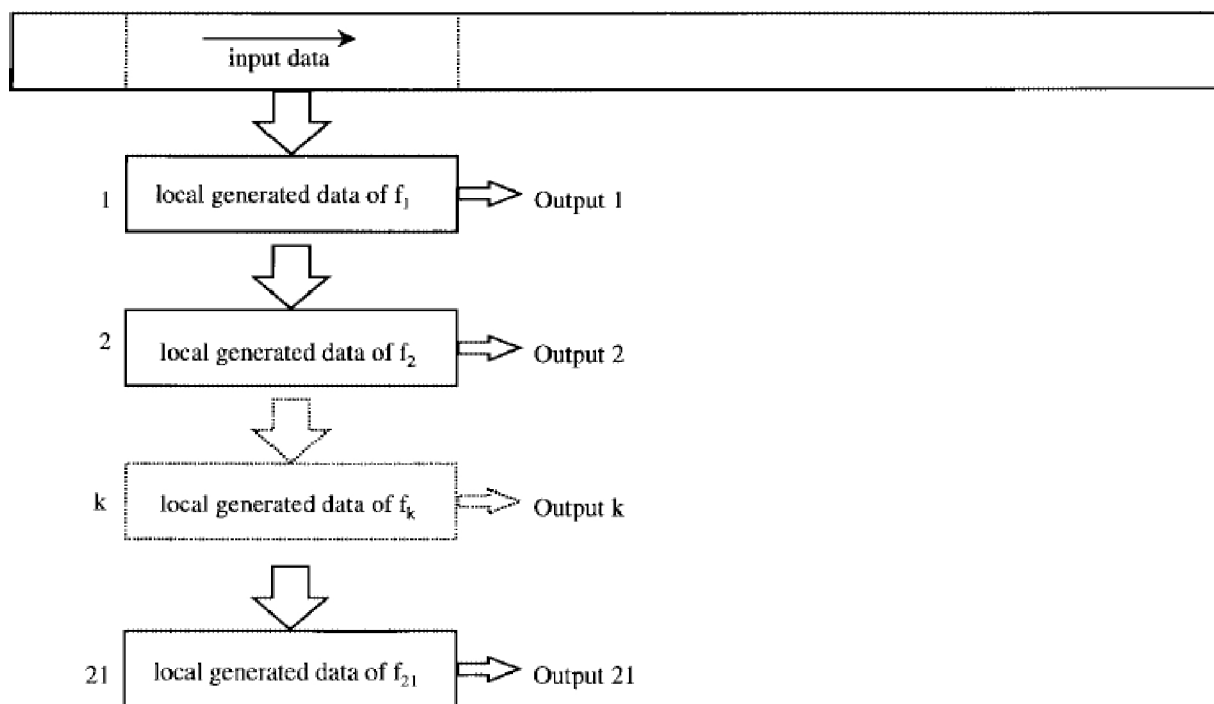


Рисунок 17 – Параллельный поиск навигационного сигнала

Согласно этому алгоритму, при анализе 1мс данных нас интересует 21 выходная частота (с шагом 1кГц при анализе диапазона доплеровских сдвигов $\pm 10\text{кГц}$). Для каждого значения временного сдвига кода формируется 21 набор локальных данных согласно выражению

$$l_{si} = C_s \exp(j2\pi f_i t) ,$$

где s – номер спутника, i – номер частоты, формируемой с учетом доплеровского сдвига. Локальный сигнал необходимо также дискретизировать с той же частотой, что и входной, далее с каждым новым поступающим отсчетом производится перемножение 5000 отсчетов входного сигнала на заранее сформированные отсчеты локального сигнала. Результаты такого умножения имеют комплексную форму, так что необходимо определить амплитуду получающихся комплексных отсчетов и определить максимум. Обработка 5000 сдвигов эквивалентна обработке последовательности в 1мс.

4.5 Поиск с вычислением корреляции в частотной области

Известно, что вычисление взаимокорреляционной функции может сводиться к вычислению произведения отсчетов сигналов в частотной области, если отсчеты одного из сигналов комплексно-сопряженные. Исходя из этой концепции алгоритм поиска может быть выполнен следующим образом:

1. Вычислить БПФ входного сигнала (для набора данных в 1мс);
2. Получить комплексно сопряженные отсчеты;
3. Сгенерировать 21 набор входных локальных данных аналогично рассмотренному ранее принципу;
4. Вычислить БПФ для полученных наборов локальных сигналов;
5. Почленно перемножить полученные частотные отсчеты;
6. Вычислить обратное БПФ результатов умножения;
7. Определить максимум из полученных отсчетов.

Схема может быть проиллюстрирована следующим образом (рис. 18).

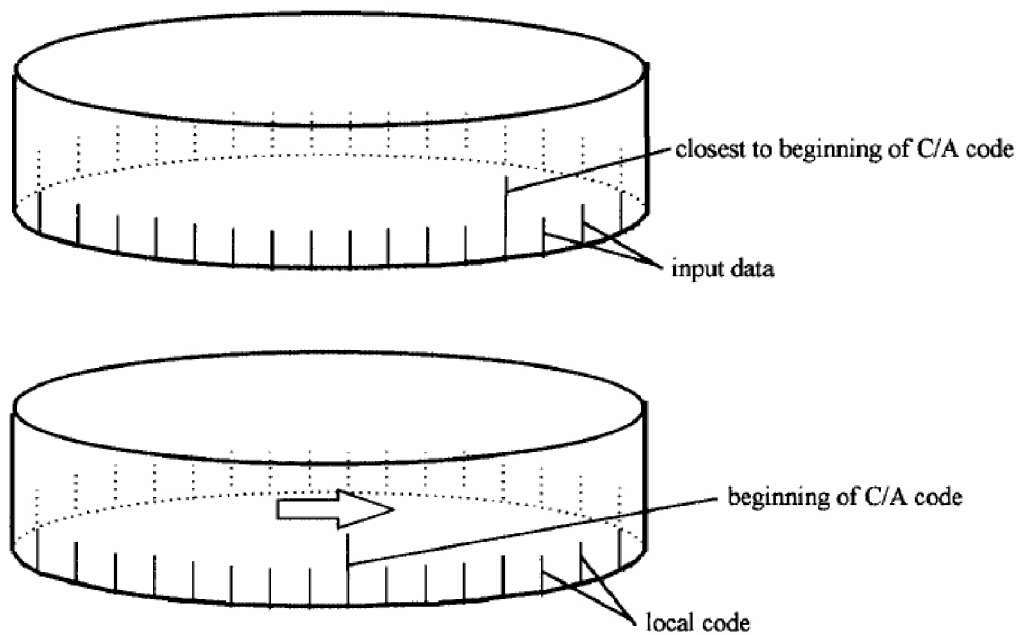


Рисунок 18 Поиск с вычислением корреляции в частотной области

Поиск максимума повторяется 5000 раз (барабаны на рисунке 18 сдвигаются на одну позицию друг относительно друга, что соответствует сдвигу локального сигнала относительно входного на один отсчет во временной области) для анализа всех вариантов временных сдвигов.

Можно показать, что объем вычислений может быть сокращен вдвое, если использовать только половину комплексно-сопряженных отсчетов. При этом отношение сигнал/шум несколько падает из-за того, что часть энергии сигнала находится в удаленной половине спектра.

4.6 Метод задержки и умножения

Основная идея метода состоит в удалении частотной информации из сигнала при поиске временного значения задержки C/A кода. При наличии информации о задержке, информация о величине доплеровского сдвига может быть получена путем умножения отсчетов входного сигнала на отсчеты C/A кода и вычисления БПФ или ДПФ.

Можно показать, что перемножение отсчетов входного кода на отсчеты задержанной копии того же входного кода позволяет исключить частотную информацию из произведения.

$$s(t)s(t - \tau) = C_s(t)C_s(t - \tau) \sin(2\pi f t) \sin[2\pi f (t - \tau)]$$

$$\equiv \frac{C_n(t)}{2} \{ \cos(2\pi f \tau) - \cos[2\pi f (2t - \tau)] \}$$

При этом можно подобрать такую величину задержки, чтобы получающийся сомножитель $|\cos(2\pi f \tau)| = |\cos(\pi)| = 1$

Если отфильтровать высокочастотную составляющую, результат будет представлять собой выражение

$$C_n(t) \equiv C_s(t)C_s(t - \tau)$$

Так как сомножители представляют собой коды Голда, их произведение тоже представляет собой код Голда и может быть использовано для поиска корреляционной функции, максимум которой будет однозначно указывать на искомый временной сдвиг.

Следует отметить, что для этого алгоритма поиска не имеет значения наличие фазовых переходов, обусловленных информационной составляющей в навигационном сиг-

нале. Недостатком описанного подхода является то, что во входном сигнале присутствует шумовая составляющая, которая усиливается при перемножении, что снижает отношение сигнал/шум.

4.7 Обработка длинных наборов данных

Практика показывает, что обработка фрагментов входного сигнала длиной в 1 мс иногда недостаточно для поиска слабых сигналов. Для увеличения отношения сигнал/шум существует два основных подхода: когерентный и некогерентный.

Некогерентный подход состоит в том, что при обработке, например, набора входных данных длиной в 2 мс, последовательно обрабатывается два фрагмента длиной в 1 мс, а результаты затем суммируются. В этом случае энергия полезного сигнала удваивается, тогда, как мощность шума увеличивается всего в $\sqrt{2}$ раза.

При когерентном подходе предлагается обрабатывать более длинные участки входной последовательности. При этом сокращается полоса используемого БПФ, следовательно, энергия шума также снижается. Например, при обработке набора отсчетов длиной в 2 мс, частотный интервал сокращается до 500 Гц, что удваивает отношение сигнал/шум.

Недостатком когерентного подхода является значительное увеличение требуемых вычислительных ресурсов. Вариантом решения является фильтрация входных отсчетов методом усреднения, что эквивалентно низкочастотной фильтрации. Например, выбрав набор данных длиной 10 мс (промежуточная частота 1.25 МГц, частота дискретизации 5 МГц), можно действовать следующим образом:

1. Перемножить входной набор на отсчеты гармонического сигнала частотой 1.25 МГц;
2. Умножить результат на 10 последовательных элементов C/A кода;
3. Усреднить результат умножения, заменяя каждые 100 соседних отсчетов на среднее значение;
4. Выполнить 500-точечное БПФ;
5. Сдвинуть локальный сигнал на один отсчет и повторить п.3. и п. 4;
6. Выбрать максимум.

4.8 Точное измерение частоты

Анализ набора данных длиной 1 мс обеспечивает разрешение по частоте в 1 кГц. Этого недостаточно для включения схемы слежения. Учитывая диапазон схемы слежения, составляющий единицы герц, для захвата необходимо определять частоту доплеровского смещения с точностью до нескольких десятков герц. Применение преобразования Фурье для достижения желаемого разрешения требует набора данных длиной примерно 100 мс, что занимает довольно много времени, кроме того, в наборе выборок такой длины весьма вероятно наличие фазового перехода, обусловленного передаваемыми данными.

Решение состоит в использовании фазовых соотношений. Начальная фаза может быть определена из результата преобразования Фурье по формуле.

$$\theta_m(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(X_m(k))}{\text{Re}(X_m(k))} \right)$$

Через некоторое время определение повторяется с результатом

$$\theta_n(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(X_n(k))}{\text{Re}(X_n(k))} \right)$$

При этом можно определить точную частоту из очевидного выражения:

$$f = \frac{\theta_n(k) - \theta_m(k)}{2\pi(n - m)}$$

Очевидно, что для исключения неоднозначности необходимо $\theta_n - \theta_m < 2\pi$. При разрешении по частоте в 1кГц и расстоянии между соседними ячейками поиска по частоте также в 1кГц, возможно возникновение ошибки из-за шумов. Для исключения этой ситуации возможно, например, выполнять преобразование Фурье каждые 0.5мс, что исключит неопределенность, однако, при этом удваивается объем вычислений.

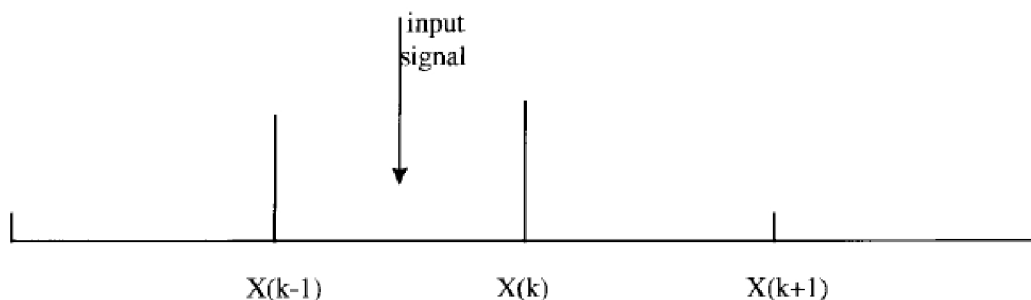


Рисунок 19 Неопределенность при определении частоты сигнала

Например, если частота входного сигнала находится где-то посередине между соседними отсчетами (разница по частоте составляет около 500Гц), то из-за шумов возможна ошибка, так как мы решим, что частота сигнала выше, чем $X(k)$, тогда как она ниже $X(k)$. Для разрешения этой неопределенности можно осуществлять контроль амплитуды. Например, для представленного на рисунке сигнала амплитуда выборок $X(k)$ и $X(k-1)$ должна быть заметно выше, чем $X(k+1)$ и этот факт может быть использован для определения знака разности, вычисляемой из фазового соотношения.

Если в исследуемом наборе данных будет присутствовать переход фазы, сигнал не может считаться непрерывным гармоническим и ошибка может иметь величину до 500Гц. Для исключения этой ситуации необходимо, чтобы неопределенность в частоте не превышала 250Гц. При этом сдвиг фазы на π приведет к опознаваемому результату (сдвиг более допустимых $\frac{2}{5}\pi$). Таким образом, алгоритм точного определения частоты может иметь следующий вид:

1. Определяем частоту с точностью до 1кГц и кодовый сдвиг, как это было описано раньше
2. Для того же набора данных вычисляем два соседних частотных отсчета (с помощью ДПФ), отстоящих от отсчета, определенного на этапе 1, на 400Гц в обе стороны.
3. Максимальный из полученных отсчетов ($X(k-1)$, $X(k)$, $X(k+1)$) будет считаться уточненным.
4. Выбираем произвольно 5мс данных, начиная с определенного ранее начала кодовой посылки C/A кода, и выполняем вычисление $X(k)$ для каждого фрагмента длиной в 1 мс из набора длиной 5мс. Далее вычисляем фазовый сдвиг между соседними наборами, проверяя его величину (она не должна превышать $\frac{2.3\pi}{5}$). При необходимости корректируем величину добавлением π .
5. Имея пять вариантов определенной частоты, вычисляем среднее значение, используемое далее для запуска режима слежения.

4.9 Алгоритмы поиска навигационных сигналов диапазона L5

Сигнал диапазона L5 (в системе GPS) имеет частоту элементов кода 10.23МГц, что обуславливает повышенные требования к скорости вычислений. В [3] описываются два подхода к решению данной задачи. Первый подход практически повторяет метод задержки и умножения. Недостатком этого метода является его невысокая чувствительность к слабым сигналам, достоинством – простота и скорость.

Второй подход обладает высокой чувствительностью и состоит в увеличении длины обрабатываемого кода в канале без данных. Этот вариант существенно увеличивает сложность вычислительного алгоритма. Применяется также усеченная версия этого алгоритма на основе БПФ, которая практически не ухудшает характеристик поиска при заметном сокращении вычислительных затрат.

4.10 Универсальный модуль поиска навигационного сигнала

Стремление к созданию мультисистемных навигационных приемников заставляет искать универсальные программно-аппаратные решения, позволяющие работать с различными видами навигационных сигналов. В [3] описан модуль быстрого поиска, схема которого представлена ниже.

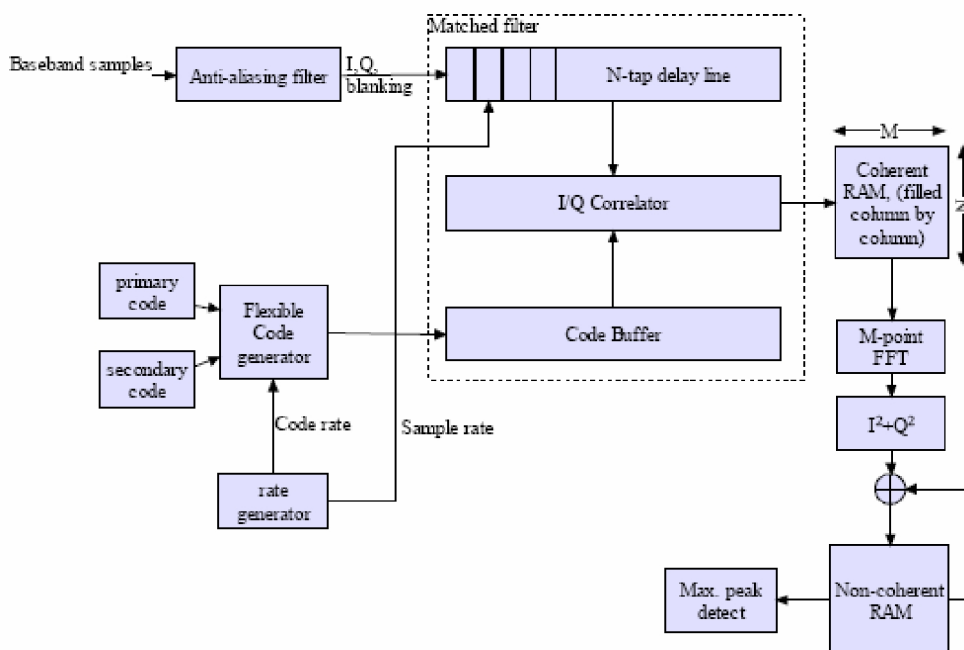


Рисунок 20 – Схема устройства быстрого поиска

Используя комбинацию согласованного фильтра с N ячейками и M-точечного модуля БПФ, устройство осуществляет параллельную обработку сразу нескольких ячеек поиска по коду и частоте.

4.11 Методы поиска сигналов, модулированных Р-кодом

Р-код предназначен для нужд МО США и является закрытым, несмотря на неоднократные призывы инженеров и ученых прекратить шифрование. Использование Р-кода может позволить примерно на порядок увеличить точность определения навигационных параметров. Как правило, поиск Р-кода осуществляется на основе предварительных данных, получаемых из системы поиска С/А кода, которая реализуется заметно проще и быстрее, однако, в условиях, когда поиск С/А кода не дает положительных результатов, например, в условиях значительных помех, можно прибегнуть и к прямому поиску навигационных сигналов, модулированных Р-кодом. Схема поиска аналогична рассмотренным ранее алгоритмам, за исключением замены генератора С/А кода генератором Р-кода.

Однако, по сравнению с поиском С/А кода имеются некоторые отличия, связанные с большой длиной Р-кода. Главной особенностью здесь является ортогональность фрагментов Р-кода, на этом основании различают прямой поиск, поиск с усреднением и поиск с перекрытием.

5 Слежение за навигационным сигналом

Слежение за навигационным сигналом осуществляется с помощью системы автоматического управления с обратной связью, которая получила в радиотехнике название ФАПЧ. Так как навигационный спутник (и, возможно, приемник) движутся, необходимо отслеживать изменение доплеровского сдвига и изменение кодового сдвига. Для этого необходимо иметь две замкнутые следящие системы.

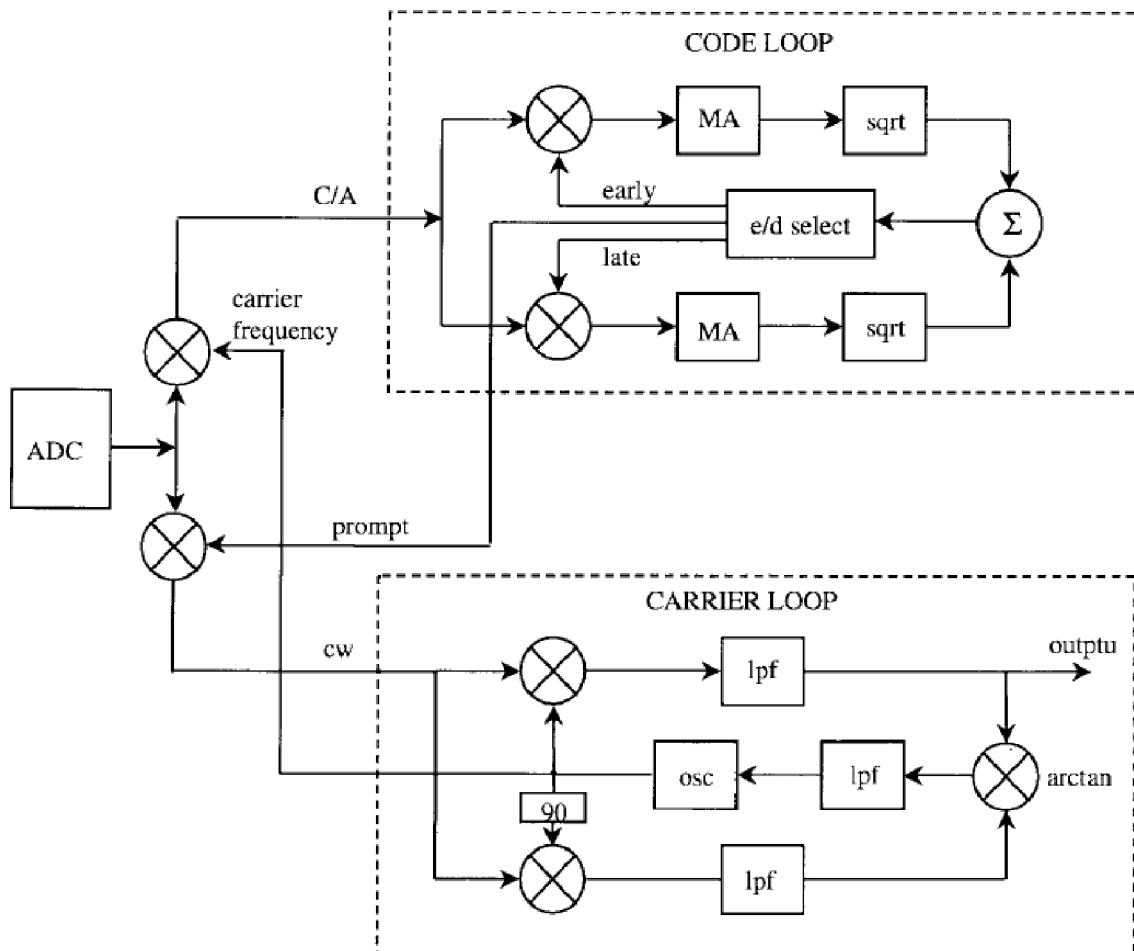


Рисунок 21 – Схема слежения за навигационным сигналом

Обе системы связаны друг с другом, используя результаты работы «напарника» для выделения кода и частоты доплеровского сдвига. Система слежения по коду использует опорный генератор кодовой последовательности, генерирующий три кодовые последовательности – запаздывающую, точную и опережающую. Как правило, используется временной сдвиг порядка половины длины одного элемента кодовой последовательности. Точная кодовая последовательность поступает в систему слежения за частотным сдвигом. Если код определен правильно, то после перемножения должен выделяться гармонический сигнал, отслеживаемый так называемой схемой Костаса, достоинством которой является нечувствительность к фазовым переходам. Выходной сигнал используется в системе слежения за кодом.

В случае, если система слежения за частотой реализуется программным способом, то для точного определения частоты методом, рассмотренным выше, необходимо учитывать возможный разрыв фазовой функции, связанный с тем, что в преобразовании Фурье применяются нецелые значения k .

При дискретизации входного сигнала с частотой 5 МГц временной интервал между выборками составляет 200 нс, что обеспечивает разрешение по дальности в 60 м, что явно недостаточно для решения многих навигационных задач. В описанной выше схеме слежения C/A код обычно обновляется каждую миллисекунду для достижения максимального

соответствия входному сигналу. В практических реализациях локальный C/A код может быть фиксированным, а его сдвинутые копии используются для вычисления соответствующих корреляционных функций.

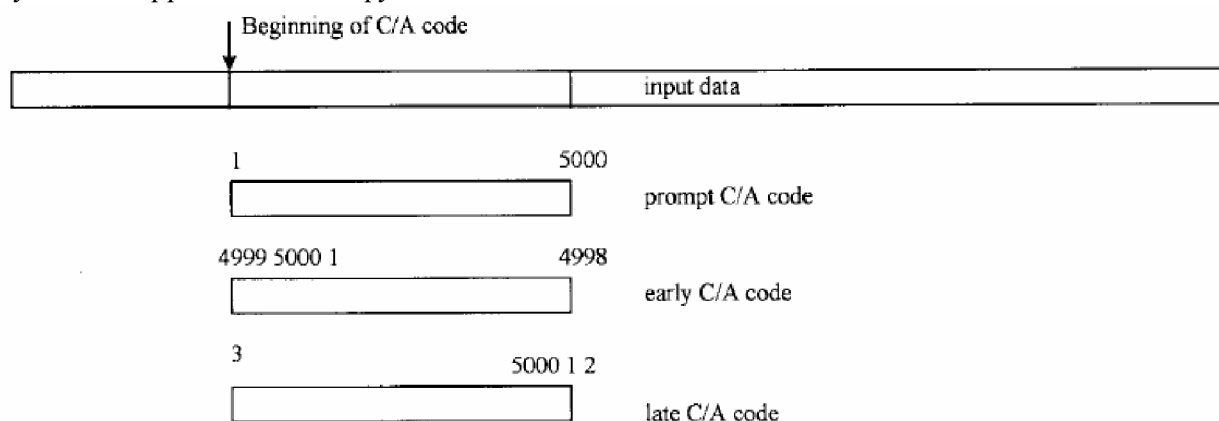


Рисунок 22 - Формирование локального C/A кода в схеме слежения

В некоторых схемах применяется алгоритм слежения с пятью функциями: двумя запаздывающими, точной и двумя опережающими.

Известно, что корреляционная функция идеальных посылок C/A кода имеет значение 1023 для совпадающих кодов, +63, -63 и 1 – для сдвигов более, чем на один элемент. Используя этот факт, можно предложить более точный алгоритм определения сдвига, как показано на следующем рисунке.

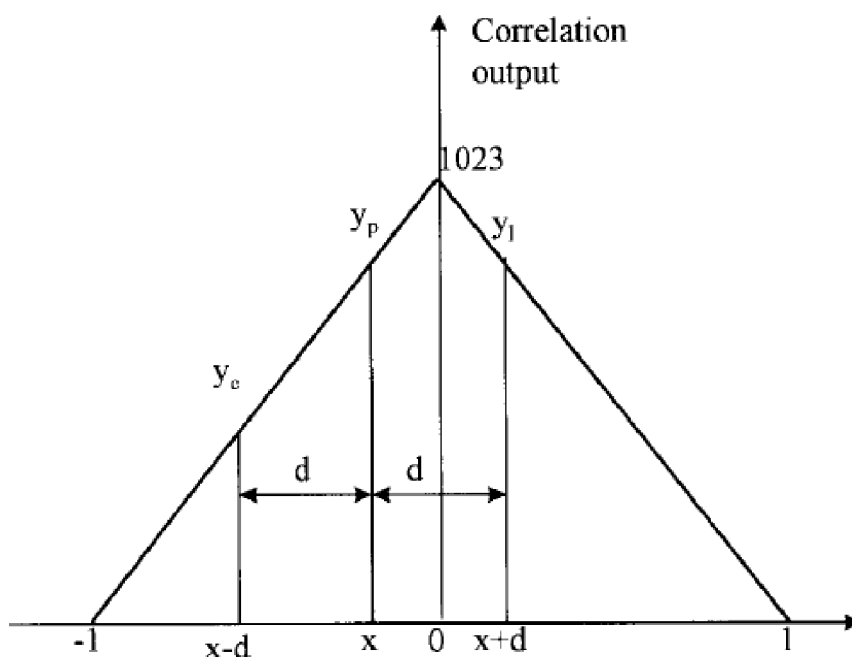


Рисунок 23 – Идея определения временного сдвига с помощью значения корреляционной функции

На этом рисунке d представляет собой сдвиг запаздывающей и опережающей последовательностей. Каждый элемент последовательности имеет длину 977.5 нс ($\frac{1000\text{мкс}}{1023}$). Пусть величина d составляет 400нс, тогда относительная величина составит 0.4092 длины элемента. Из простых геометрических соотношений очевидно:

$$y_p = 1023(1 - |x|)$$

$$y_l = 1023(1 - x - d)$$

$$y_e = 1023(1 + x - d)$$

Отсюда можно определить неизвестный сдвиг начала точного кода:

$$x = \frac{(1 - r)(1 - d)}{1 + r}, \text{ где } r \equiv \frac{y_l}{y_e} = \frac{1 - x - d}{1 + x - d} - \text{отношение между вычисленными}$$

значениями корреляционных функций для сдвинутых образцов. Учитывая возможное влияние шумов и погрешность схемы поиска, начальный сдвиг может превышать половину длины элемента, в этом случае, лучшая корреляция может быть достигнута при сдвиге на длину одного элемента. На практике определение сдвига кода по результатам анализа выборки длиной в 1 мс обычно не производится. С учетом максимального доплеровского сдвига в 10кГц можно выбрать длину анализируемой посылки примерно 10мс, при этом сдвиг кода, обусловленный эффектом Доплера, не превысит половины длины элемента последовательности. Можно предложить обновление локального кода один раз в 10мс с вычислениями на каждом интервале в 1мс и усреднением результатов.

Учитывая ограниченную полосу пропускания навигационного приемника, идеальная треугольная форма центрального пика корреляционной функции обычно не достигается. Правильный результат будет достигаться, если при расчете будет использоваться одно максимальное значение корреляционной функции (центральное) и два боковых меньшей амплитуды. Чтобы исключить ошибки, можно применить вычисление по пяти точкам и квадратичную аппроксимацию центрального пика.

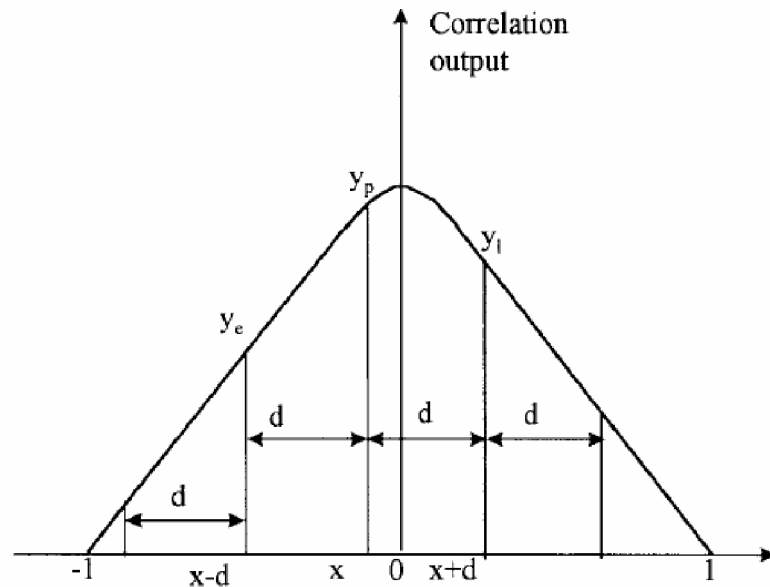


Рисунок 24 – Модифицированный метод вычисления сдвига

Исходя из аппроксимации вида $y = ax^2 + bx + c$, получим

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^2 & x_2 & 1 \\ x_3^2 & x_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Опуская промежуточные выкладки, можно считать, что значение x может быть получено из вычисленных коэффициентов a, b, c по формуле

$$x = \frac{-b}{2a}$$

Итак, оценка сдвига кодовой последовательности производится один раз в 10 мс, причем вычисления производятся по выборкам длиной в 1 мс с усреднением результатов. Если сдвиг превышает 100нс, возможно потребуется искусственно дополнительно сдвинуть входной сигнал на один элемент последовательности влево или вправо. Чувствительность также может быть увеличена обработкой более длинных интервалов входного сигнала. Для этого можно выбирать длину интервала 20мс, отслеживая моменты фазовых переходов. Эта функция может быть возложена на систему поиска сигнала.

Рассматриваемая техника эффективна, когда система определения частоты/фазы работает достаточно точно. Если фаза гармонического колебания будет определяться неправильно, чувствительность схемы резко падает. В ряде случаев система слежения за кодом выполняется на основе квадратурной схемы.

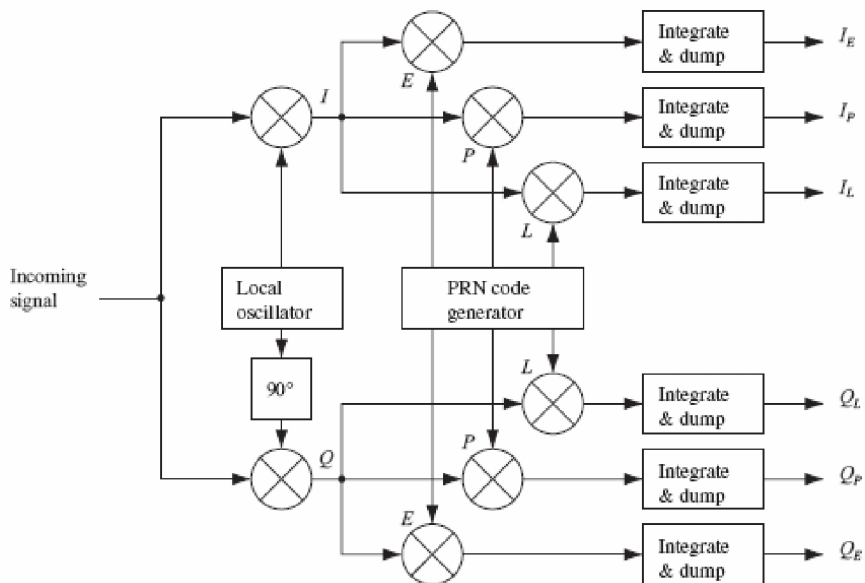


Рисунок 25 – Квадратурная реализация схемы слежения

Свойства схемы слежения также зависят от реализации дискриминатора. В когерентной схеме чаще всего реализуется принцип минимизации разности между выходными значениями корреляторов запаздывающего и опережающего каналов. В квадратурной схеме алгоритм может быть сложнее.

Выбор между дискриминаторами когерентной и квадратурной схем может быть сведен к следующей таблице:

Таблица 2 Характеристики дискриминаторов

Тип	Принцип дискриминации	Примечания
Когерентный	$I_E - I_L$	Простейший вариант. Требуется высокая точность определения фазы в канале слежения за частотой.
Некогерентный	$(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)$	Обеспечивает практически те же характеристики, что и простейший дискриминатор когерентной схемы, однако нечувствителен к ошибке определения фазы несущей
	$\frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{(I_E^2 + Q_E^2) + (I_L^2 + Q_L^2)}$	Обеспечивает преимущества, когда ошибка определения сдвига превышает половину длины элемента кода, повышая устойчивость в условиях повышенных шумов.
	$I_P(I_E - I_L) + Q_P(Q_E - Q_L)$	Используется информация всех шести корреляторов

В [2] описывается комбинированный вариант схемы слежения, сочетающий в себе оба процесса – слежение за частотой и кодовым сдвигом.

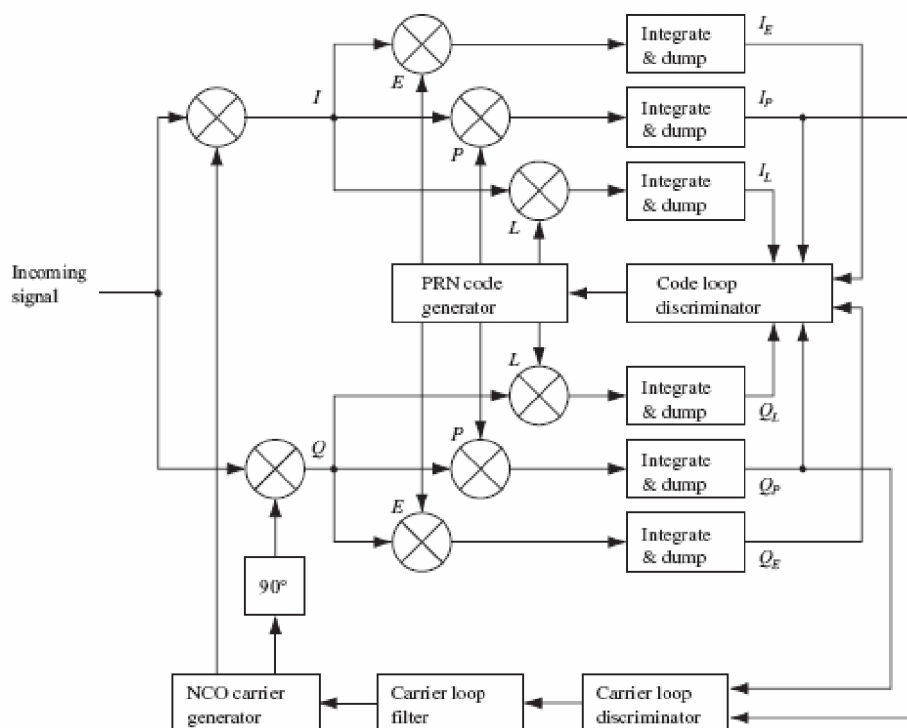


Рисунок 26 – Комбинированная схема слежения

По сравнению с ранее описанным вариантом, комбинированная схема имеет более простую реализацию.

5.1 Синтез узлов системы поиска/слежения на базе ПЛИС

Часто применяются комбинированные варианты построения навигационных приемников, в которых часть манипуляций с данными возлагается на ПЛИС, а наиболее сложные вычисления, включая собственно вычисления координат приемника и других навигационных параметров – на процессорный модуль.

Рассмотрим основные варианты реализации базовых модулей рассмотренных выше систем поиска/слежения на базе ПЛИС. Например, управляемый генератор гармонического сигнала можно реализовать с использованием технологий прямого цифрового синтеза (DDS).

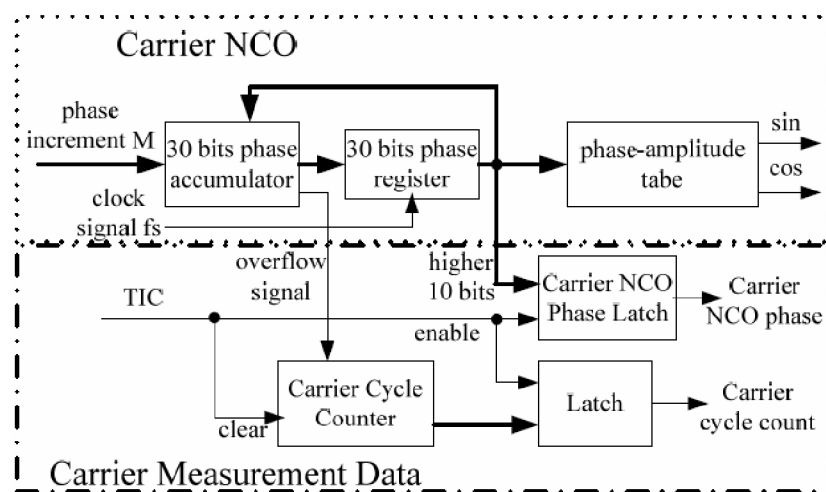


Рисунок 27 – Модуль управляемого генератора гармонического сигнала

В данной схеме при величине инкремента фазы M , разрядности фазового аккумулятора (phase accumulator) N и опорной частоте f_s разрешение по частоте составит $\frac{f_s}{2^N}$, а выходная частота - $\frac{f_s \times M}{2^N}$. Как правило, в навигационных приемниках используется малая разрядность АЦП и число уровней квантования не превышает восьми, что означает, что достаточно трех младших разрядов кода для адресации выходного ПЗУ, содержащего выборки гармонического сигнала.

Модуль генерации C/A кода представлен на рис. 28.

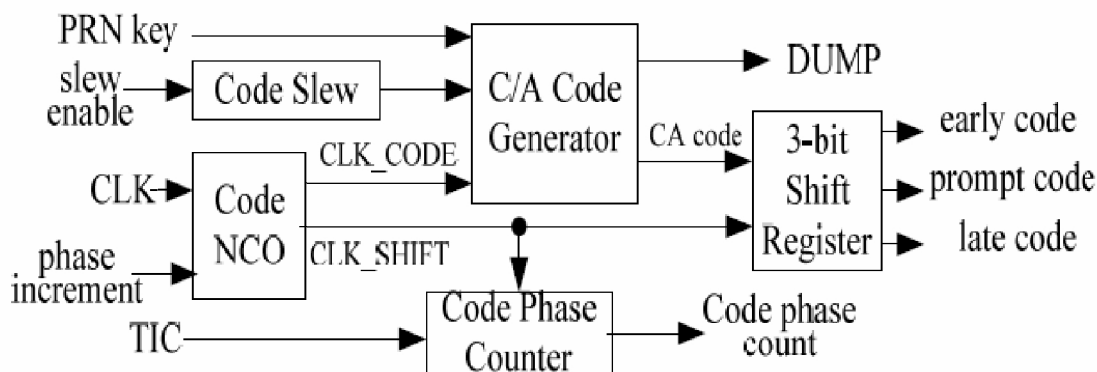


Рисунок 28 – модуль генерации C/A кода

Модуль генерации кода генерирует C/A код и сигнал DUMP для других модулей. Блок Code Slew представляет собой вычитающий счетчик и логический автомат, блокирующий работу собственно генератора, и обеспечивает необходимый сдвиг локальной копии кода.

Модуль коррелятора-накопителя предназначен для вычисления корреляционной функции.

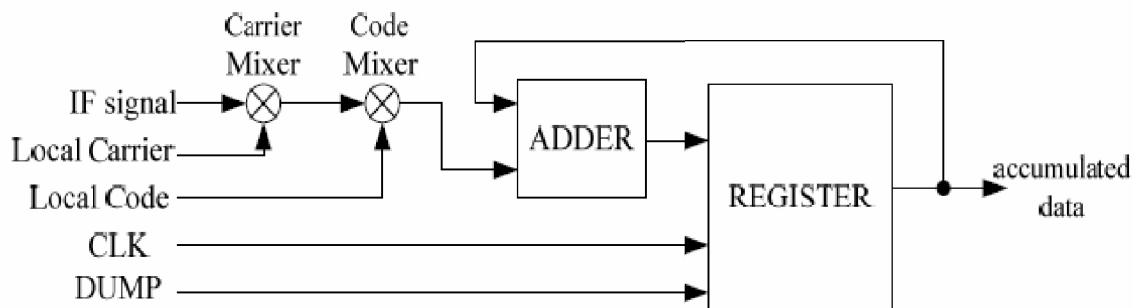


Рисунок 29 – Схема коррелятора-накопителя

Модуль коррелятора-накопителя осуществляет вычисление корреляционной функции и накопление в течение действия активного сигнала DUMP с выхода генератора C/A кода.

6 Демодуляция сообщений навигационных спутников

Демодуляция навигационных сообщений спутников производится в результате вторичной обработки навигационных сигналов. После захвата сигнала схемой слежения, на её выходе формируется сигнал, с помощью которого из принимаемого сигнала можно выделить навигационные данные. Для этого необходимо осуществить определение начала субкадров и далее контролировать четность. В субкадрах содержится эфемеридная информация, из которой можно определить текущее положение спутника. Наиболее важны три первых субкадра, из которых определяется положение навигационного спутника.

Существует несколько способов выделения фазовых переходов, обусловленных модуляцией C/A кода навигационными данными. Один из наиболее распространенных – это определение разницы в фазе между соседними участками кода. Если наблюдается превышение некоторого определенного порога, то это указывает на наличие фазового перехода, обусловленного данными. Алгоритм выделения навигационных данных может быть сведен к следующим шагам:

1. Найти все фазовые переходы, вызванные навигационными данными. Отсчет навигационных данных придется делать от первого найденного перехода. В [1] предлагается выравнивать данные по границе 21мс интервала. Т.е., если первый переход был обнаружен через 21 мс, то следующие переходы могут иметь место в точках, соответствующих 41, 61 и т.д. мс. Такое выравнивание можно сделать искусственно, дополнив данные 1мс интервалами с тем же знаком фазы. Если момент первого фазового перехода обнаруживается через время, большее 20мс, можно вычесть из этого момента целое число 20мс интервалов (так чтобы разность осталась положительной). Например, как показано на рис. 30, обнаружив переход через 97мс после начала наблюдения, мы вычитаем 80мс из этого результат и добавляем 4 мс интервала для выравнивания на границу 21мс.

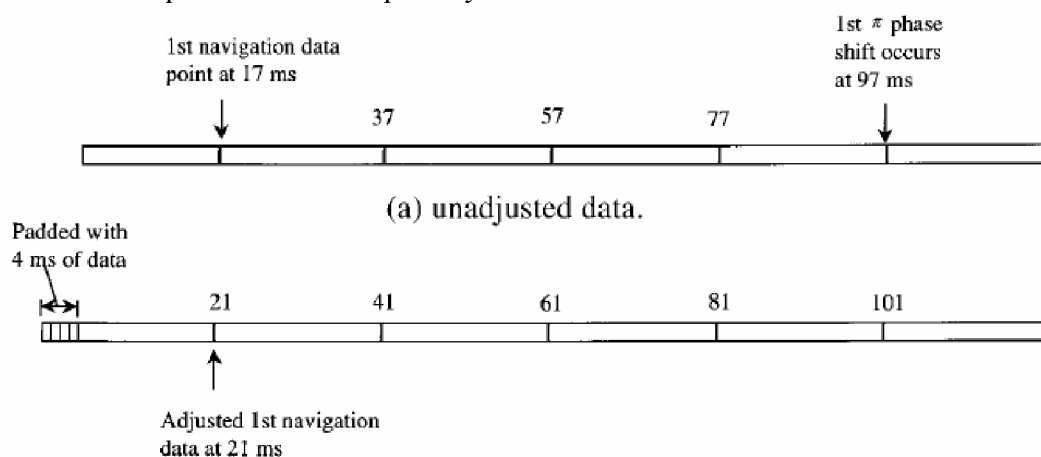


Рисунок 30 – Выравнивание навигационных данных

2. Проверить корректность полученных данных. Все переходы должны быть разделены интервалами, кратными 20мс. Если это не выполняется, данные признаются некорректными и дальнейшая обработка не производится.
3. Если данные выдержали проверку, описанную выше, каждый 20мс интервал можно считать имеющим величину +1 или -1. Знак выбирается произвольно и может быть уточнен позднее при контроле четности.

6.1 Выделение субкадров и контроль четности

Любой субкадр должен начинаться с преамбулы (10001011) в первом слове (длиной 30 бит). Во втором слове (HOW) биты 20-22 определяют идентификатор субкадра и биты 29-30 используются для контроля четности. Однако, простой поиск этих данных не гарантирует обязательного успешного нахождения начала субкадра. Целесообразно искать сразу несколько субкадров. Если совпадения обнаруживаются для нескольких субкадров, вероятность правильной синхронизации увеличивается. Важно отметить, что полярность слов может меняться, следовательно, коэффициент взаимной корреляции (для 8-ми разрядной преамбулы) может быть равен 8 или -8. Найдя таким образом преамбулу, стоит проверить следующую преамбулу (через 300 20мс интервалов). Если совпадение не обнаружено, попытку обнаружения следует признать неудачной. Вероятность правильно-сти синхронизации можно увеличить, проверяя несколько последовательных субкадров. Можно также проверить идентификаторы субкадров, которые должны представлять собой последовательно идущие друг за другом числа от 1 до5. Целесообразно осуществлять пер-

вичный поиск на произвольном интервале в 360 20мс интервалов. Очевидно, что в таком интервале должна быть, как минимум, одна преамбула.

Следующим шагом после обнаружения преамбулы является проверка четности. Необходимые вычисления иллюстрируются на рис. 31. Индексы 1-24 относятся к битам данных, а индексы 25-30 – к контрольным кодам четности. D_{29}^* и D_{30}^* - последние биты предыдущего слова. Вначале вычисляются первые 24 значения. Очевидно, если $D_{30}^*=0$, изменения знака не происходит, в противном случае биты сообщения инвертируются. Затем вычисляются значения контрольных битов. Так как в приемнике изначально полярность битов была выбрана произвольно, процедура, показанная на рис. 31, восстанавливает полярность

$$\begin{aligned}
 d_1 &= D_1 \oplus D_{30}^* \\
 d_2 &= D_2 \oplus D_{30}^* \\
 d_3 &= D_3 \oplus D_{30}^* \\
 &\vdots \\
 d_{24} &= D_{24} \oplus D_{30}^* \\
 D_{25} &= D_{29}^* \oplus d_1 \oplus d_2 \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_{10} \oplus d_{11} \oplus d_{12} \oplus d_{13} \oplus d_{14} \oplus d_{17} \oplus d_{18} \\
 &\quad \oplus d_{20} \oplus d_{23} \\
 D_{26} &= D_{30}^* \oplus d_2 \oplus d_3 \oplus d_4 \oplus d_6 \oplus d_7 \oplus d_{11} \oplus d_{12} \oplus d_{13} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{18} \oplus d_{19} \\
 &\quad \oplus d_{21} \oplus d_{24} \\
 D_{27} &= D_{29}^* \oplus d_1 \oplus d_3 \oplus d_4 \oplus d_5 \oplus d_7 \oplus d_8 \oplus d_{12} \oplus d_{13} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{16} \oplus d_{19} \\
 &\quad \oplus d_{20} \oplus d_{22} \\
 D_{28} &= D_{30}^* \oplus d_2 \oplus d_4 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_8 \oplus d_9 \oplus d_{13} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{16} \oplus d_{17} \oplus d_{20} \\
 &\quad \oplus d_{21} \oplus d_{23} \\
 D_{29} &= D_{30}^* \oplus d_1 \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_7 \oplus d_9 \oplus d_{10} \oplus d_{14} \oplus d_{15} \oplus d_{16} \oplus d_{17} \oplus d_{18} \\
 &\quad \oplus d_{21} \oplus d_{22} \oplus d_{24} \\
 D_{30} &= D_{29}^* \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_8 \oplus d_9 \oplus d_{10} \oplus d_{11} \oplus d_{13} \oplus d_{15} \oplus d_{19} \oplus d_{22} \\
 &\quad \oplus d_{23} \oplus d_{24}
 \end{aligned}$$

Рисунок 31 – Вычисления, необходимые для контроля четности принятого слова

Список литературы

1. James Bao-Yen Tsui. Fundamentals of global positioning system receivers. A software approach. Wiley & Sons, 2000. 255p.
2. Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen and others. A software defined GPS and Galileo receiver. A single-frequency approach. Boston, Birkhauser, 2007. 189p.
3. Hegarty, C., M. Tran, and A. J., Van Dierendonck, "Acquisition Algorithms for the GPS L5 Signal," Proceeding of ION GPS/GNSS 2003, September 2003Portland, OR, pp. 165-177.
4. Wim De Wilde, Jean-Marie Sleewaegen, Andrew Simsky, Jan Van Hees, Cristophe Vandewiele, Edda Peeters, Jan Grauwen, Frank Boon. Fast signal acquisition technology for new GPS/Galileo receivers. 0-7803-9454-2/06/2006 IEEE
5. Kaplan, Elliot D., Editor, Understanding GPS: Principles and Applications, Artech House.