

Н. В. МИХАЙЛОВ, В. В. ЧИСТЯКОВ

МЕТОДЫ ПОИСКА СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ В ПРИЕМНИКАХ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Часть 1. КОМБИНИРОВАННЫЙ ПОИСК

Анализируются особенности приема сигналов спутниковых радионавигационных систем (СРНС) GPS и ГЛОНАСС в аппаратуре потребителей (АП) космического базирования, влияющие на проектирование алгоритма поиска сигналов. Приведен краткий обзор основных схем поиска сигналов, используемых в АП СРНС GPS/ГЛОНАСС. Показано, что ни одна из существующих схем поиска не удовлетворяет полностью требованиям, предъявляемым к бортовой аппаратуре спутниковой навигации (БАСН). Предложен комбинированный подход, при котором в зависимости от априорной информации о доплеровском сдвиге несущей частоты выбирается наиболее подходящая схема поиска.

Введение

Аппаратура потребителей спутниковых радионавигационных систем GPS/ГЛОНАСС применяется в настоящее время для навигации наземных, воздушных и морских объектов. Создание бортовой аппаратуры спутниковой навигации является сложной научно-технической задачей, поскольку изначально СРНС не предназначались для использования на борту искусственных спутников Земли (ИСЗ).

Теория оптимальной фильтрации позволяет решить навигационную задачу измерения радионавигационных параметров сигналов СРНС в общем виде. Однако получающиеся при этом алгоритмы фильтрации достаточно сложны и в настоящее время не реализуются. Для упрощения АП задачу получения оценок вектора состояния потребителя разбивают на два этапа обработки – первичную и вторичную. На этапе первичной обработки решаются задачи получения начальных оценок радионавигационных параметров (поиск сигнала) и их фильтрации (слежение за параметрами сигнала), а на этапе вторичной обработки вычисляется оценка вектора состояния потребителя с использованием оценок, полученных на первом этапе.

В первой части статьи, начиная с основ поиска сигналов СРНС, анализируются особенности приема сигналов в АП космического базирования, которые влияют на проектирование алгоритма поиска. Далее проводится обзор известных схем поиска сигналов СРНС. В следующем разделе показано, что особенности космического базирования не позволяют использовать в общем случае методы ни параллельного, ни последовательного поиска сигналов. Для решения

Михайлов Николай Викторович. Кандидат физико-математических наук, доцент Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Действительный член Международной общественной организации «Академия навигации и управления движением».

Чистяков Валерий Валентинович. Ведущий инженер. ООО «РНав».

этой задачи предлагается комбинированный подход, при котором наиболее эффективный тип поиска выбирается автоматически на основании априорной информации о доплеровском сдвиге несущей частоты, вызванном относительным движением АП и навигационного спутника (НС), а также уходом частоты опорного генератора. Предложено четыре типа поиска сигналов в БАСН.

Во второй части статьи представлен метод расчета параметров поиска сигнала в БАСН и его применение к предложенным четырем типам поиска.

Принципы поиска сигналов СРНС

Целью поиска сигналов СРНС является обнаружение сигнала заданного НС в принимаемой смеси сигнала и шума, а также оценка фазы псевдослучайной последовательности (ПСП) и доплеровского сдвига несущей частоты с точностью, достаточной для инициализации петель слежения за параметрами сигнала этого НС. Поиск сигнала осуществляется в двумерной области, определяемой погрешностями априорных оценок фазы ПСП и доплеровского сдвига несущей частоты. Задача поиска решается на ограниченном интервале времени, длительность которого выбирают исходя из двух противоречащих друг другу критериев. С одной стороны, для увеличения точности оценок фазы ПСП и частоты несущей необходимо увеличивать время поиска. С другой стороны, при увеличении времени поиска может перестать выполняться условие постоянства (или малости изменения) оцениваемых параметров на интервале поиска. Для стандартных значений мощности сигнала и внутреннего шума приемника удовлетворительные характеристики точности предварительных оценок параметров сигнала достигаются при времени обработки сигнала одного НС, равном 5-10 мс [1]. Для таких интервалов задержка и доплеровское смещение частоты сигнала меняются незначительно, т.е. их можно считать постоянными величинами.

Измерение задержки сигнала основано на обработке ПСП, которая является периодическим сигналом с периодом 1 мс. Следовательно, временная задержка сигнала однозначно может быть определена лишь при ее изменении в пределах периода ПСП. Поэтому целесообразно задать статистические характеристики задержки в виде равномерного распределения значений на интервале 0-1 мс.

Диапазон возможных значений доплеровских частот зависит от взаимного движения НС и потребителя, а также от характеристик опорного генератора. Для наземного потребителя обычно полагают, что диапазон возможных значений доплеровского смещения частоты равен ± 5 кГц, и в пределах этого диапазона задают равномерное распределение частоты Доплера [1].

Заметим, что поскольку априорные плотности вероятности распределения искомых параметров сигнала приняты равномерными в заданных диапазонах значений, их роль сводится к фиксации двумерной области, в которой задаются возможные изменения задержки и частоты Доплера.

Можно показать [1], что при использовании критерия максимального правдоподобия решающей статистикой алгоритма обнаружения является мощность сигнала на выходе коррелятора $X(\tau, f)$, зависящая от двух искомых параметров τ – задержки и доплеровского смещения частоты f_D . В качестве оптимальной оценки параметров выбирается комбинация $\{\hat{\tau}, \hat{f}\}$, которой соответствует максимальное значение статистики $X(\tau, f)$:

$$\{\hat{\tau}, \hat{f}_D\} = \arg \max_{\tau, f_D \in [\Delta T, \Delta F_D]} X(\tau, f_D), \quad (1)$$

где $\arg \max$ – аргумент максимизации – значение аргумента, при котором функция достигает максимума; ΔT – область возможного изменения задержки; ΔF_D – область возможного изменения частоты.

Таким образом, задача сводится к процедуре поиска максимума мощности в двумерной области параметров. Эта задача может быть решена методом перебора всех возможных значений задержки и частоты Доплера и вычисления решающей статистики для каждой из комбинаций параметров сигнала.

Область возможных значений задержки и частоты Доплера на практике дискретизируется, т. е. считается, что параметры τ и f в диапазонах $\Delta T \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ и $\Delta F \in [f_{\min}, f_{\max}]$ (соответственно) могут принимать дискретные значения $\tau_i = \Delta\tau i$ и $f_j = \Delta f \cdot j$, где $i = \overline{1, N_\tau}$ и $j = \overline{1, N_f}$, а $N_\tau = \frac{\tau_{\max} - \tau_{\min}}{\Delta\tau}$ и $N_f = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\Delta f}$.

Обоснование выбора размеров ячейки поиска $\Delta\tau$ и Δf можно найти в [1, 2]. Там же показано, что для размера ячейки $\Delta\tau$, равного половине символа ПСП, энергетические потери из-за дискретизации области поиска по фазе ПСП не превышают 2,5 дБ. При увеличении размеров ячейки на ее краях условия обнаружения сигнала ухудшаются. Поэтому $\Delta\tau$ и Δf выбирают из условия допустимого ухудшения характеристик обнаружения. Максимальный шаг поиска по частоте Δf_{\max} зависит от времени когерентного накопления отсчетов в корреляторе T . Допуская двукратное уменьшение мощности на выходе коррелятора, получим: $\Delta f_{\max} = \frac{2}{37}$ [1]. Например, при $T = 1$ мс шаг поиска по частоте должен быть не более 667 Гц. На практике в этом случае шаг выбирают равным 500 Гц. Наибольшая величина энергетических потерь, вызванных дискретизацией области поиска по частоте, при шаге, равном Δf_{\max} , составляет 1.65 дБ и достигается в случае, когда доплеровский сдвиг частоты находится посередине между соседними ячейками.

То, что шаг поиска по частоте обратно пропорционален времени когерентного накопления, является одним из существенных ограничений на выбор конкретного значения данного параметра. При приеме слабых сигналов необходимо увеличивать значение отношения сигнал/шум за счет увеличения времени накопления T до 10 мс и более. При увеличении T следует помнить о том, что одновременно необходимо уменьшать размер ячейки разрешения по частоте Δf , а это приводит к увеличению времени поиска сигнала. Другая проблема, возникающая при увеличении времени наблюдения существенно более 1 мс, заключается в том, что навигационный сигнал, кроме модуляции дальномерным кодом, модулирован еще и навигационным сообщением. При $T \gg 1$ мс возникают ситуации, когда на интервале когерентного накопления происходит смена знака информационного символа навигационного сообщения, что приводит к скачку фазы результирующей фазоманипулирующей последовательности. Оптимальное правило обнаружения (1) не предусматривает возможность такого скачка и, следовательно, не является оптимальным в этих условиях. В [1] пока-

зано, что увеличение времени накопления приводит к росту вероятности того, что за это время произойдет смена значения символа навигационного сообщения, могущая привести к пропуску сигнала в обнаружителе. Решение задачи синтеза оптимального обнаружителя при возможных случайных скачках фазы сигнала за время наблюдения приводит к очень сложным алгоритмам обработки сигнала, которые не реализуются на практике.

Особенности приема сигналов СРНС в АП космического базирования

Задача проектирования методов первичной обработки сигналов для АП наземного базирования не является новой, она была предметом интенсивных исследований в последние десятилетия и широко освещена как в отечественной [1, 3] так и в зарубежной литературе [2, 4]. До настоящего времени не было показано, что методы первичной обработки, применяемые в наземной аппаратуре, могут быть использованы в БАСН без изменения. Более того, очевидно, что особенности космического базирования (космические скорости движения потребителя; иное, по сравнению с наземным, расстояние от потребителя до НС; ограниченная радиовидимость и многие другие) изменяют условия задачи проектирования, внося дополнительные, характерные только для БАСН требования на обработку сигналов. В [5] проведен анализ особенностей приема сигналов СРНС в АП космического базирования для всех типов орбит, целью которого являлось получение требований к методам первичной обработки сигналов. В результате анализа были выделены основные особенности, которые необходимо принимать во внимание при проектировании методов поиска сигналов в БАСН, а именно:

- для низкоорбитального потребителя диапазон изменения частоты Доплера достигает ± 50 кГц, а скорость ее изменения на порядок выше, чем для наземного потребителя. Кроме того, благодаря ориентации антенны АП в зенит скорость изменения частоты Доплера всегда отрицательна;
- для геостационарного потребителя диапазон изменения частоты Доплера немного выше, чем для наземного потребителя, что объясняется видимостью в боковом лепестке диаграммы направленности НС;
- для потребителя на высокоэллиптической орбите диапазоны изменения частоты Доплера и ее производной варьируются в зависимости от положения ИСЗ на орбите: в перигее они как у низкоорбитального потребителя, а в апогее – как у геостационарного.

В дальнейшем мы рассматриваем только характерные для БАСН особенности поиска частоты, а не задержки сигнала. Это связано с тем, что область изменения задержки сигнала представляет собой один период ПСП (1 мс для GPS). Область изменения задержки не имеет особенностей для космического потребителя и составляет, как и для наземного потребителя, 1 мс.

Одним из магистральных направлений разработки БАСН является использование программных корреляторов [6, 7, 8]. Такой подход позволяет избежать использования дорогостоящей и рискованной разработки аппаратного коррелятора. В то же время программная реализация коррелятора требует значительных ресурсов ЦПУ, оставляя незначительные вычислительные мощности для решения других задач, в частности для задачи поиска сигналов. Поэтому перед разработчиками БАСН стоит задача проектирования методов поиска сигналов, не предъявляющих высоких требований к производительности ЦПУ и одновре-

менно способных функционировать на пониженных отношениях сигнал/шум и осуществлять поиск в широком диапазоне частот.

Обзор схем поиска сигналов СРНС

В данном разделе приведен краткий обзор основных схем поиска, используемых в приемниках сигналов СРНС [4, 9, 10].

Последовательный поиск

Данная схема поиска предполагает последовательный анализ ячеек двумерной области в соответствии с принятой стратегией перебора кодовых и частотных позиций. Блок-схема вычисления решающей статистики для одной ячейки изображена на рис. 1.

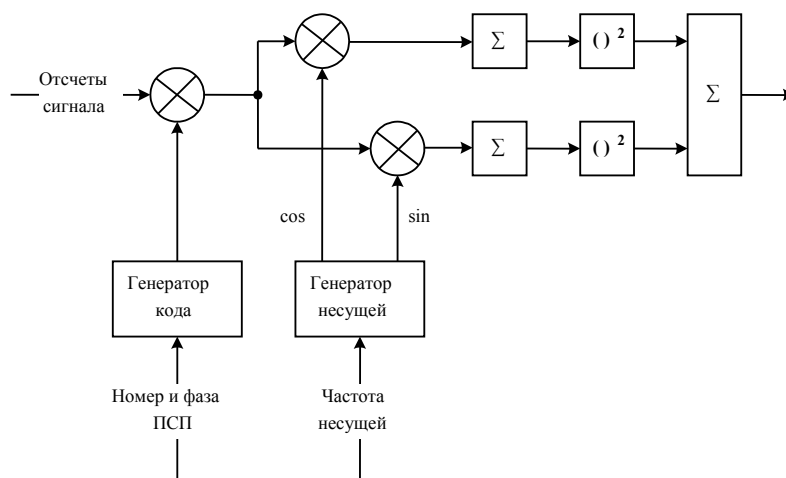


Рис. 1 Блок-схема вычисления решающей статистики для одной ячейки

В соответствии с этой схемой для заданной фазы ПСП генератор кода формирует отсчеты опорной ПСП, которые перемножаются с отсчетами входного сигнала. Если фазы входной и опорной ПСП совпадают, то в результате перемножения получается гармонический сигнал, смещенный относительно промежуточной частоты на величину доплеровского сдвига. В противном случае результатом произведения является шумоподобный сигнал. Для определения положения сигнала НС в частотной области используется классическая схема приемника с двумя квадратурными каналами. Для заданной частотной позиции генератор несущей формирует квадратурные отсчеты опорного сигнала, которые перемножаются с отсчетами демодулированного сигнала и интегрируются в течение времени T . Решающая статистика, определяемая как сумма квадратов накоплений в квадратурных каналах, сравнивается с порогом обнаружения. Если сигнал не обнаружен, то процедура повторяется для следующей частотной позиции. На рис. 2 представлен пример стратегии перебора кодовых и частотных позиций. Часть области поиска, заключенная между двумя соседними кодовыми и частотными позициями, принято называть ячейкой поиска (на рис. 2 обозначена мелкой штриховкой), а расстояние между соседними позициями – бином.

В случае априорной неопределенности положения сигнала в кодовой области число анализируемых позиций по фазе кода определяется размером бина и длиной ПСП. Чем меньше размер бина, тем выше чувствительность поиска. Обычно размер бина по фазе кода выбирают равным половине длины символа ПСП, что приводит к необходимости анализа 2046 ячеек поиска для одной частотной позиции.

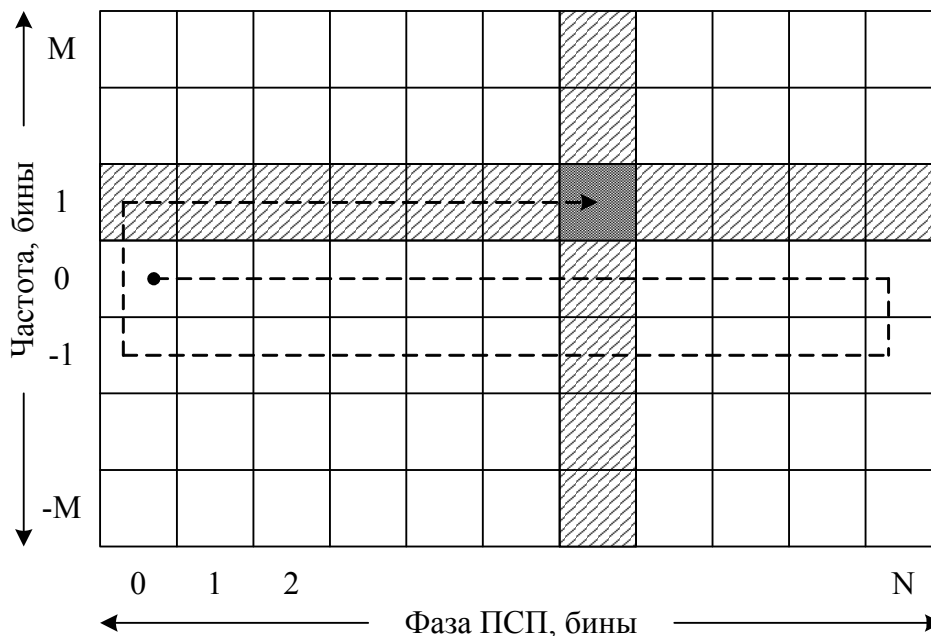


Рис. 2. Стратегия последовательного анализа ячеек двумерной области поиска

Выше упоминалось, что диапазон изменения доплеровского сдвига частоты для БАСН составляет ± 50 кГц. Следовательно, для поиска сигнала во всем диапазоне частот при шаге 500 Гц требуется проверить 201 частотную позицию. Таким образом, общее число ячеек код/частота составляет более 400 тысяч. Для вычисления статистики в соответствии со схемой, изображенной на рис. 2, необходимо выполнить $(3f_s T + 2)N$ операций умножения и $(2f_s T + 1)N$ операций сложения без учета затрат на формирование отсчетов опорных сигналов, где f_s – частота дискретизации входного сигнала, N – число циклов поиска. Например, при $f_s = 5,71$ Гц, $T = 1$ мс и $N = 32$ (общее время поиска 32 мс) для проверки всей двумерной области поиска потребуется выполнить примерно $3,7 \times 10^{11}$ операций сложения/умножения.

В связи со значительными затратами ресурсов ЦПУ реализация последовательной схемы поиска в условиях полной априорной неопределенности («холодный старт») в приемнике с программным коррелятором для космического потребителя представляется нецелесообразной.

Параллельный поиск в частотной области

В этой схеме поиск корреляционного пика в двумерной области осуществляется одновременно по всем частотным бинам для фиксированной фазы ПСП.

Блок-схема вычисления вектора решающих статистик представлена на рис. 3. Как и в схеме последовательного поиска, отсчеты входного сигнала перемножаются с отсчетами опорной ПСП, сформированными генератором кода для заданной фазы ПСП. Результаты произведения суммируются на интервале времени T , согласованном с диапазоном изменения доплеровского сдвига частоты. Частичные суммы запоминаются в массиве длиной N . После заполнения массива вычисляется M – точечное быстрое преобразование Фурье (БПФ), где $M \geq N$ – ближайшая к N степень двойки. При необходимости ($N < M$) массив дополняется нулями. В результате БПФ для фиксированной фазы ПСП получаются M корреляций входного и опорного сигналов с шагом по частоте, равным $\frac{1}{MT}$. Если фазы входной и опорной ПСП совпадают, то на выходе

БПФ будет наблюдаться максимум, пропорциональный мощности входного сигнала, на частоте, соответствующей промежуточной частоте плюс доплеровский сдвиг несущей. Если корреляционный пик не обнаружен, то процедура повторяется для следующей фазы ПСП.

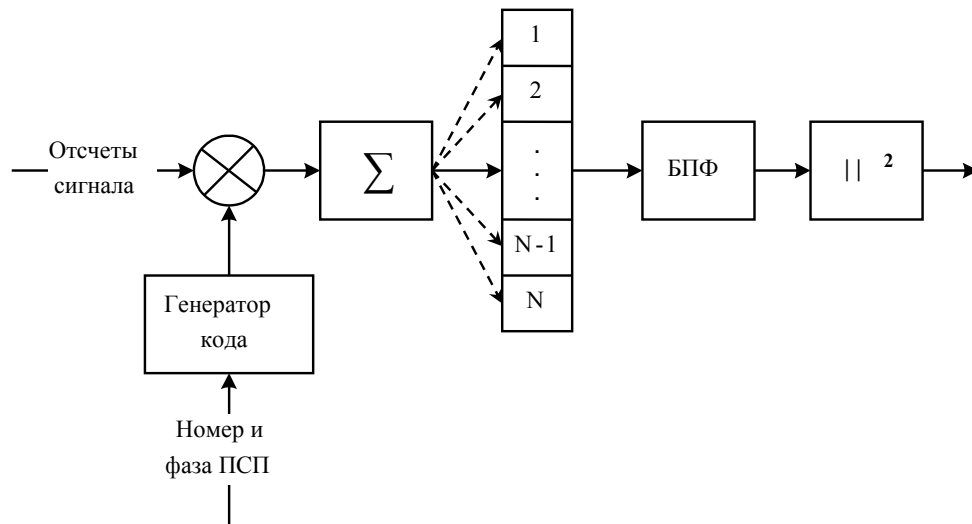


Рис. 3. Блок-схема вычисления вектора решающих статистик для заданной фазы ПСП

Формирование частичных сумм вызвано необходимостью уменьшения объема входных данных для БПФ. Если применить БПФ к отсчетам, взятым с исходной частотой дискретизации, то для получения достаточного разрешения по частоте число точек БПФ должно быть очень большим. Например, для $f_s = 5.71$ МГц и шага по частоте 500 Гц (время когерентного накопления 1 мс) $M = 16384$. Учитывая, что для вычисления M – точечного комплексного БПФ требуется $\frac{M}{2} \log_2 M - \frac{3}{2} M + 2$ операций комплексного умножения и $M \log_2 M$ операций комплексного сложения, для проверки одной позиции по фазе ПСП необходимо выполнить порядка одного миллиона обычных операций сложения/умножения. Следовательно, для перебора всех позиций по фазе ПСП потребуется около двух миллиардов операций сложения/умножения, т.е. реализация этой схемы поиска без децимации частоты дискретизации предьявляет

чрезмерные требования к производительности ЦПУ. Еще одним аргументом в пользу уменьшения числа точек БПФ является увеличение относительной погрешности БПФ с ростом M в случае представления данных в формате с фиксированной точкой.

Чувствительность такой схемы поиска по частоте определяется двумя факторами: параметрами БПФ и временем когерентного накопления T . БПФ можно рассматривать как набор цифровых фильтров с центральными частотами

$$f_k = \frac{k}{MT}, \quad k = 0, \pm 1, \dots, \pm \frac{M}{2} \quad \text{и АЧХ, описываемую соотношением}$$

$\text{sinc}^2(\pi(f - f_k)NT)$. Тогда АЧХ БПФ представляет собой огибающую АЧХ

отдельных фильтров. Наибольшие энергетические потери при использовании БПФ получаются, когда доплеровский сдвиг частоты находится посередине

между соседними бинами, и составляют $20 \lg \left(\text{sinc} \left(\frac{\pi N}{2M} \right) \right)$ дБ. Например, при

$f_s = 5,71$ МГц, $T = 32 / f_s$ и $M = 256$ шаг поиска по частоте составляет 667,5 Гц, а максимальные энергетические потери равны 1,8 дБ. Дополнительные потери связаны с децимацией частоты дискретизации f_s и составляют

$20 \lg(\text{sinc}(\pi \Delta f T))$ дБ, где $-\frac{1}{2T} \leq \Delta f \leq \frac{1}{2T}$ – рассогласование частот входного

и опорного сигналов. Наибольшие потери наблюдаются на границе интервала изменения Δf (при больших значениях доплеровского сдвига частоты) и составляют 3,9 дБ. Таким образом, максимальные суммарные энергетические потери для данной схемы поиска составляют порядка 6 дБ.

Параллельный поиск в кодовой области

Наиболее привлекательной с точки зрения минимизации вычислительных затрат является схема параллельного поиска по фазе кода. Действительно, если в предыдущей схеме для поиска корреляционного пика требуется проверить $1023 / \Delta \tau$ позиции в кодовой области, где $\Delta \tau$ – шаг по фазе ПСП, то в этой схеме достаточно проверить $\Delta F / \Delta f$ позиций в частотной области, где ΔF и Δf – диапазон поиска и шаг по частоте. Например, при $\Delta F = 100$ кГц $\Delta \tau = 0,5$ символа ПСП и $\Delta f = 500$ Гц число проверяемых позиций в этой схеме на порядок меньше, чем в предыдущей. Блок-схема вычисления вектора решающих статистик для параллельного поиска в кодовой области представлена на рис. 4.

Идея поиска основана на теореме о свертке, связывающей дискретное преобразование Фурье (ДПФ) циклической свертки двух последовательностей с ДПФ самих последовательностей.

Пусть $z_n = \sum_{m=0}^{N-1} x_n y_{n+m}$ – циклическая свертка последовательностей $\{x_n\}$ и $\{y_n\}$ длины N , а $X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2\pi i k / N}$, $Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-2\pi i k / N}$, $Z_k = \sum_{n=0}^{N-1} z_n e^{-2\pi i k / N}$ – ДПФ

$\{x_n\}$, $\{y_n\}$ и $\{z_n\}$ соответственно. Тогда $Z_k = X_k^* Y_k$, где X_k^* – комплексное сопряжение X_k . Отсюда следует, что обратное ДПФ $\{Z_k\}$ представляет собой свертку последовательностей $\{x_n\}$ и $\{y_n\}$.

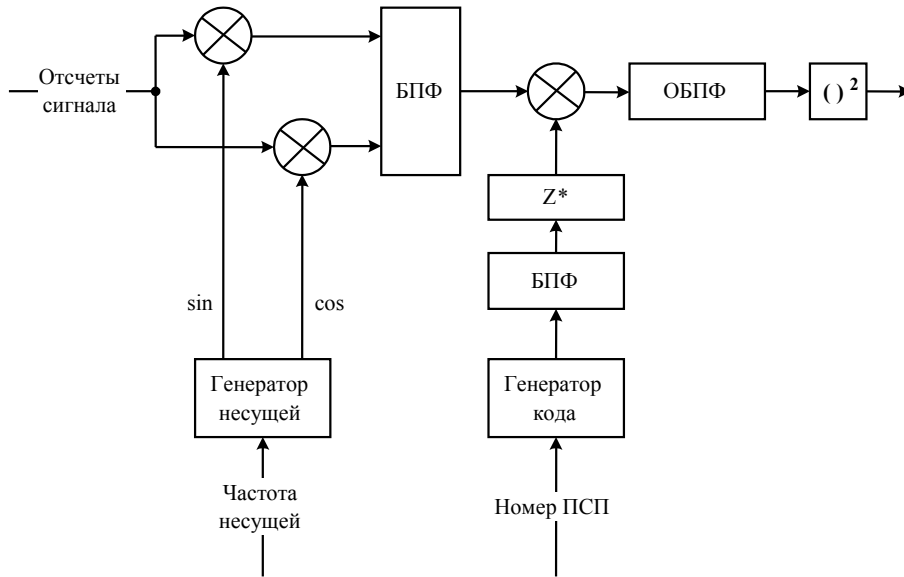


Рис. 4. Блок-схема вычисления вектора решающих статистик для заданной частоты

Если пренебречь влиянием доплеровского сдвига частоты на фазу ПСП, то вычисление БПФ опорной ПСП достаточно выполнить однократно при назначении НС на канал, а результат хранить в ОЗУ. Тогда для каждой частотной позиции необходимо выполнить по одной операции комплексного БПФ и ОБПФ. Как показано в [11], оптимальное число точек БПФ для данной схемы поиска определяется соотношением $N = 2^{\lceil \log_2(f_s(T+T_c)) \rceil}$ где T_c – длительность эпохи кода, $[x]$ – целая часть x . Например, при $f_s = 5,71$ МГц и $T = 1$ мс размер БПФ составляет $N = 8192$. Если для представления комплексного отчета сигнала используются два 32-разрядных слова, то для хранения массива входных отсчетов и результата БПФ опорного сигнала необходимо 128 Кбайт ОЗУ. Таким образом, ценой за уменьшение вычислительных затрат в этой схеме поиска являются повышенные требования к объему используемого ОЗУ. Реализация параллельного поиска по фазе ПСП в БАСН затруднена из-за ограниченных ресурсов памяти.

Комбинированный поиск

Анализ приведенных выше методов поиска сигнала показывает, что методы последовательного поиска вряд ли применимы в БАСН из-за большого диапазона неопределенности по частоте. С другой стороны, параллельный поиск, основанный на использовании БПФ, выглядит предпочтительным с точки зрения минимизации вычислительных затрат. В [9] отмечается популярность схем по-

иска, основанных на БПФ, в приемниках с программным коррелятором. Тем не менее там же приводятся основные аргументы против такого подхода:

- схема с использованием БПФ не может быть применена для ПСП, период повторения которых превышает интервал когерентного накопления,
- невозможность организации одновременной работы каналов, находящихся в режимах поиска на базе БПФ и слежения.

Первый аргумент не является практически важным для задачи проектирования схемы поиска в БАСН, поскольку использование длинных ПСП, таких как $P(Y)$ -код, в БАСН не рассматривается.

Невозможность же организации параллельной работы каналов слежения и поиска действительно представляет собой серьезную проблему. Дело в том, что если даже использовать ресурсы ЦПУ исключительно для поиска, то по оценке [9] потребуется несколько секунд для обработки входного массива данных. В течение этого времени на вход процессора поступит несколько мегабайт новых входных отсчетов. Выделение буфера данных подобного объема в БАСН практически невозможно. В этом случае часть входных отсчетов придется не брать в обработку, что приведет к задаче поддержания шкалы времени приемника – потеря входных отсчетов в приемнике с программным коррелятором означает потерю тактовых импульсов задающего генератора и сбой шкалы времени – практически недопустимую ситуацию, поскольку она требует пересчета оцененных в ходе поиска параметров сигнала к новой шкале времени. Такой пересчет не только требует дополнительных вычислительных расходов, но и является нетривиальной алгоритмической задачей.

Таким образом, пропуск части входных отсчетов нецелесообразен, вместо этого требуется организовать одновременную работу как поисковой машины, основанной на БПФ, так и коррелятора, реализующего вычисление свертки, для следящих каналов. Заметим, что задача организации параллельной работы каналов поиска и слежения возникнет тогда, когда часть каналов уже будет находиться в слежении, но потребуются повторить процедуру поиска. В этой ситуации потеря входных отсчетов, накапливающихся во время работы схемы поиска, совершенно недопустима, поскольку приведет к срыву слежения.

Задача организации одновременной работы БПФ-поисковой машины и каналов слежения сводится к следующему. Параллельный поиск осуществляется в фоновой задаче, вне реального времени. Следовательно, за время поиска его результаты могут устареть. Поэтому слежение за параметрами сигнала сразу после обнаружения невозможно и требуется уточнение оценок параметров найденного сигнала в реальном масштабе времени.

Предлагается для уточнения оценок параметров, полученных в параллельном поиске, а также для перехода к реальному времени использовать последовательную схему поиска в узком диапазоне изменения доплеровского сдвига частоты (допоиск). Оценки параметров сигнала, полученные в допоиске, могут использоваться в следящих системах, поскольку они, во-первых, были получены в реальном масштабе времени и могут быть отнесены к определенному времени измерения на шкале времени приемника и, во-вторых, являются более точными, нежели оценки, полученные параллельным поиском.

Таким образом, мы приходим к комбинированному поиску в БАСН. Комбинированный поиск основывается на том, что вместо одного типа поиска используется несколько, при этом в каждый момент времени наиболее эффективная

схема поиска выбирается автоматически на основании априорной информации о частоте Доплера.

Типы поиска, реализованные в БАСН, представлены в таблице.

Параметры всех типов поиска перечисленных в таблице, в частности время поиска, приводятся во второй части статьи.

Типы поиска

Тип поиска	Особенности применения
Параллельный поиск по частоте	Используется в случае отсутствия априорной информации о доплеровском сдвиге частоты. Максимальный диапазон изменения частоты Доплера достигает ± 50 кГц. Этот тип поиска позволяет анализировать весь частотный диапазон одновременно для фиксированной фазы ПСП и приводит к результату существенно быстрее, чем последовательный поиск
Последовательный поиск после БПФ (допоиск)	Используется непосредственно после параллельного поиска по частоте для уточнения оценок параметров сигнала, полученных в параллельном поиске. Диапазон поиска по частоте в допоиске вычисляется как произведение максимального значения модуля производной частоты Доплера на максимальное время выполнения процедуры параллельного поиска. На практике это приводит к неопределенности по частоте 8 кГц. Анализ области поиска по частоте осуществляется в сторону уменьшения частоты Доплера. Шаг поиска по частоте равен 0,75 кГц
Последовательный поиск в стандартном диапазоне изменения частоты	Используется, если априорная неопределенность по частоте такова, что просмотр двумерной области поиска код/частота осуществляется быстрее, чем параллельный поиск по частоте. Для этого типа поиска диапазон изменения частоты не превышает ± 5 кГц. Поиск сигнала осуществляется в двух направлениях, начиная с предвычисленного значения частоты Доплера, с шагом 0,75 кГц
Последовательный поиск в узком диапазоне изменения частоты	Используется в случае, когда априорная неопределенность по частоте не превосходит 2,5 кГц и используется для поиска слабых сигналов. Этот тип поиска реализован с помощью двухпроходной двухпороговой схемы последовательного поиска. Первый порог рассчитан для поиска сигналов на уровне 37 дБГц. Если сигнал не обнаружен при первом проходе, то процедура поиска повторяется и на втором проходе используется порог, оптимизированный для поиска сигналов с уровнем 30 дБГц. Благодаря узкому диапазону неопределенности по частоте время когерентного накопления квадратурных компонентов может быть удвоено. Шаг по частоте для этого типа поиска равен 0,25 кГц. Ценой возможности приема слабых сигналов является увеличение времени поиска в 5 раз для одного частотного бина

Заключение

Представлен метод поиска сигналов в БАСН, основанный на анализе особенностей космического базирования. Показано, что большой диапазон неопределенности по частоте Доплера и ограниченность вычислительных ресурсов на борту ИСЗ в общем случае не позволяют выполнять поиск сигналов с использованием только параллельной или только последовательной схемы. Предложено использовать комбинированный поиск, в котором вместо одного типа поиска

используется четыре, при этом наиболее эффективный тип выбирается автоматически на основании априорной информации о частоте Доплера.

Во второй части статьи представлена методика проектирования поиска сигналов СРНС. Методика включает в себя расчет порогов для заданных вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения сигнала, а также оценку времени поиска сигналов в каждом из четырех предложенных типов поиска.

ЛИТЕРАТУРА

1. **ГЛОНАСС.** Принципы построения и функционирования / Под ред. Под ред. А.И. Перова В.Н. Харисова. - М. : Радиотехника, 2005.
2. **Kaplan, C. E.D. and Hegarty** Understanding GPS: Principles and Applications. - Boston. : Artech House, Inc., 2006.
3. **Бортовые** устройства спутниковой навигации / И.В. Кудрявцев [и др.] / Под ред. Шебшаевич В.С. - М. : Транспорт, 1988.
4. **Misra, P., Enge, P.** Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance. - Lincoln: Ganga-Jumuna Press, 2006.
5. **Михайлов, Н. В.** Методы первичной обработки сигналов в радионавигационных приемниках космического базирования // Гирокоспия и навигация . -2009. - Т. 4.- С. 35-44.
6. **Botchkovski, A., Chistyakov, V., Golubev, M., Mikhailov, N., Pospelov, S., Vasilyev, M., Krauss, P.A., Fichter, W., Mittnacht, M., Gottzein, E.** SoftFlex: An Advanced Approach to Design of GNSS Receiver with Software Correlator // In Proceedings of ION GPS-99. – Nashville, Tennessee, September 1999. - С. 353-362.
7. **Fridman, A. Semenov, S.** Architecture of Software of TFAG50 Low-Cost Low Power GPS/GLONASS Receiver // Proceeding of the 14th International Technical Meeting ION GPS-2001. – Salt Lake City, September, 2001. - С. 768-777.
8. **Krauss, P.A. Berberich, S., Bruder, M., Botchkovski, A., Chistyakov, V., Golubev, M.** Correlation in Software in Comparison to Correlation in Hardware // International Workshop on Aerospace Applications of the Global Positioning System. - Breckenridge, 2000.
9. **Семенов, С. А.** Методы программной реализации приемников спутниковых радионавигационных систем. - М., 2005.- С. 152. – Дис. ... канд. техн. наук .- РГБ ОД, 61:06-5/2467.
10. **Borre, K., Akos, D.M., Bertelsen, N., Rinder, P., Jensen, S.H.** A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach. - 2007.- ISBN 978-0-8176-4390-4.
11. **Waelchli, G.** Architecture of a Real-Time Platform Independent GPS L1 Software Receiver // Thesis of PhD, EPFL. - Lausanne, 2010.

Abstract. This paper analyzes the peculiarities of signal reception from satellite radio navigation systems (SRNS) GPS and GLONASS by space-based user equipment. These peculiarities have influence upon the signal search algorithm elaboration. Brief review is presented for the main patterns of signal search used by GPS/GLONASS SRNS user equipment. It is demonstrated that none of the existing search patterns meets in full the requirements to the airborne equipment of satellite navigation. The author proposes a combined approach when the most suitable search pattern is selected depending on the a priori information on the carrier Doppler drift.

Key words: satellite navigation system, space-based user equipment, the airborne equipment of satellite navigation, signal search patterns

Материал поступил 26.08.13