

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОКОМПОНЕНТНОГО НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА ГНСС

А.В. Малышев, М.А. Озеров

*ФГУП «ВНИИФТРИ», Менделеево, Московская обл.
malyshev_av@vniiftri.ru,
ozerov@vniiftri.ru*

Представлен метод измерения характеристик многокомпонентного навигационного сигнала ГНСС. Разработаны два метода поиска и слежения за несущей частотой навигационного сигнала, основным преимуществом первого является работа в условиях помеховых сигналов, второго — разделение компонент навигационного сигнала в условиях отсутствия априорной информации об образующем полиноме.

Ключевые слова: разделение на компоненты, синхронизация, навигационные сигналы, ГЛОНАСС, GPS, GNSS.

METHOD OF MEASURING THE CHARACTERISTICS OF A MULTICOMPONENT GNSS NAVIGATION SIGNAL

A.V. Malyshev, M.A. Ozerov

*FSUE "VNIIFTRI", Mendeleevo, Moscow region
malyshev_av@vniiftri.ru,
ozerov@vniiftri.ru*

A method for measuring the characteristics of a multi-component GNSS navigation signal is presented. Two methods have been developed for searching and tracking the carrier frequency of the navigation signal, the main advantage of the first is the work in the conditions of interference signals, and of the second is the separation of the components of the navigation signal in the absence of a priori information about the generator polynomial.

Key words: separation into components, synchronization, navigation signals, GLONASS, GPS, GNSS.

В настоящее время спутниковая радионавигация является одной из важнейших технологий. В основах государственной политики России, США и Евросоюза в отношении систем координатно-временного и навигационного обеспечения глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) являются ключевым элементом. Глобальные навигационные спутниковые системы обеспечивают информационную независимость и безопасность государств. Поэтому существует необходимость поддержания характеристик ГНСС на требуемом уровне.

Для подтверждения предоставленного качества услуг, а также для оценки конкурентоспособности системы ГЛОНАСС по отношению к другим ГНСС необходимо осуществлять контроль энергетических и спектральных характеристик навигационного поля у поверхности Земли. Не менее важной является задача контроля работы ГНСС ГЛОНАСС при работе со специальными потребителями. В навигационной аппаратуре потребителя (НАП) приём информации происходит с использованием коррелятора, но восстановить структуру спектра и оценить характеристики для санкционированного сигнала не удастся. Для получения точных оценок параметров сигналов необходимо обеспечивать высокое (не менее 20 дБ) соотношение сигнал/шум, но мощность навигационного сигнала у поверхности Земли, например, для ГНСС ГЛОНАСС, согласно ИКД составляет не менее -161 дБВт. Современные приёмные устройства могут обеспечивать заданные условия измерений только при использовании антенн с большой апертурой (коэффициентом усиления антенны более 30 дБ). Стоимость таких антенных систем пропорциональна квадрату диаметра рефлектора, поэтому нужны алгоритмы обработки навигационных сигналов, обеспечивающие повышение отношения сигнал/шум и, как следствие, уменьшение размера антенны.

Контролируемыми параметрами являются, как правило, мощности принимаемых сигналов в каждой квадратуре, ширина главного лепестка спектра, уровень первого бокового лепестка и отклонение ширины спектра от теоретического значения. Сложность измерения заключается в том, что новые виды модуляции содержат в одной квадратуре по несколько навигационных сигналов. Осуществить измерение характеристик компонент сигналов общедоступными средствами, а именно стандартными приёмниками, невозможно. Таким образом, необходима разработка методов разделения навигационных сигналов на компоненты.

Сложность проведения измерений заключается в том, что новые виды модуляции содержат в одной квадратуре по несколько навигационных сигналов (например, P(Y)-код и M-код в системе GPS). Кроме того, при квадратурной обработке при осуществлении переноса с несущей на нулевую частоту частично теряется информация о форме спектра сигналов. Это проявляется в том, что спектр становится симметричным относительно нулевой частоты. Синхронизацию сигнала при использовании анализатора необходимо производить в постобработке.

При демодуляции анализатором спектра принятых навигационных сигналов квадратуры приобретают паразитную амплитудную модуляцию. Этот эффект происходит из-за сдвига фазы при доплеровском смещении центральной частоты, рассогласовании опорных генераторов приёмника и передатчика и других эффектах при распространении радиоволн от НКА до поверхности Земли. Несовпадение частот можно представить в виде непрерывного роста фазы φ принимаемых сигналов относительно начальной фазы

опорного сигнала демодулятора. На коротких интервалах записи (порядка 10 мс) мощности навигационных сигналов и доплеровский сдвиг частоты сигнала можно считать постоянным, т.е. эта фаза изменяется линейно [1]. Формы сигналов в квадратурах и спектр при данном эффекте в ГНСС ГЛОНАСС изображены на рис. 1–3 соответственно.

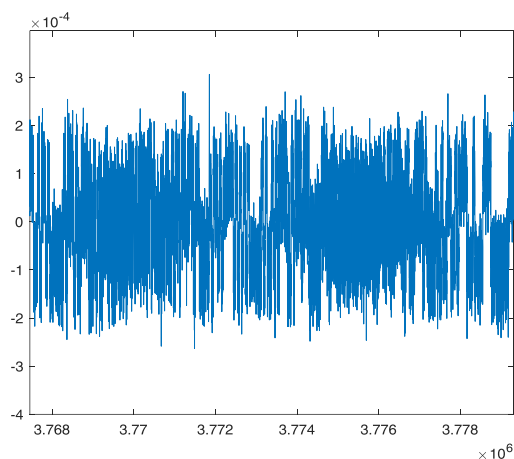


Рис. 1. Квадратура I

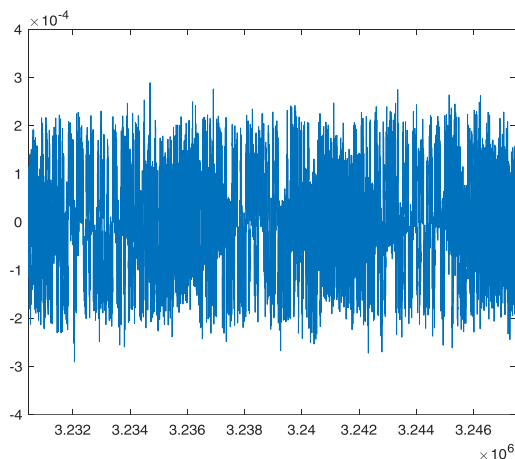


Рис. 2. Квадратура Q

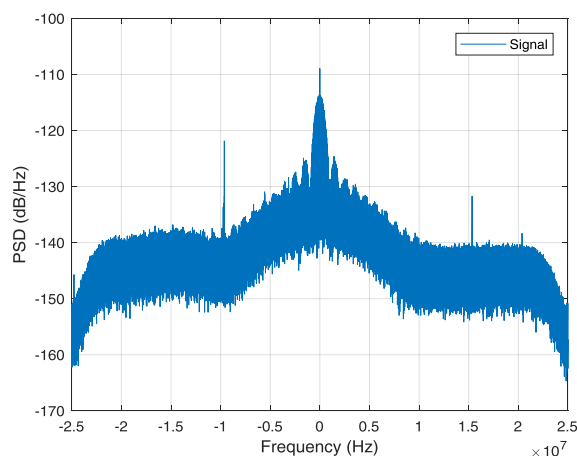


Рис. 3. Спектр принимаемого сигнала

Методы синхронизации навигационных сигналов

Как было сказано ранее, корректная оценка энергетических и спектральных характеристик возможна только при устранении паразитной амплитудной модуляции. Для компенсации эффекта были рассмотрены методы синхронизации навигационных сигналов.

Грубая синхронизация подстраивает полученный сигнал расширенного спектра по локально сгенерированному сигналу расширения (псевдослучайная последовательность (ПСП)) путём поиска в двумерной области временной и частотной неопределённости. Вид такой области приведён на рис. 4. Сетка определяет пределы точности процедуры грубой синхронизации: размер её ячейки определяется шириной полосы захвата ФАПЧ по несущей и максимальным отклонением на входе петли временной синхронизации (обычно 1 или 0,5 от длительности чипа). Общее число возможных ячеек пропорционально произведению возможного числа сдвигов расширяющей последовательности (равного длине расширяющего кода), назначенной конкретному пользователю, и максимального рассогласования несущей частоты и опорного колебания, в том числе из-за эффекта Доплера. Так, в системе GPS максимально допустимый сдвиг для подвижных абонентов равен 10 кГц, максимальное рассогласование, допустимое петлёй ФАПЧ в режиме сопровождения, — не более 500 Гц, длина расширяющей последовательности — 1023 чипа, таким образом, общее число ячеек неопределённости — 41943 [2].

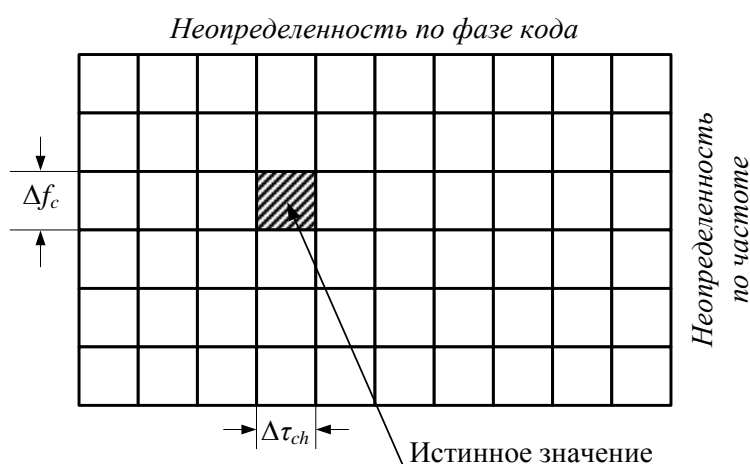


Рис. 4. Зона неопределённости

При определении неопределённости по частоте и времени необходимо учитывать следующее.

Неопределённость в расстоянии между приёмником и передатчиком переходит в неопределённость во времени задержки распространения сигнала.

Несоответствия в работе тактовых генераторов приёмника и передатчика приводят к разности фаз между соответствующими расширяющими сигналами, которая имеет тенденцию к росту как функция времени, затраченного на синхронизацию.

Неопределённость в скорости движения приёмника относительно передатчика переходит в неопределённость значения доплеровского сдвига частоты в полученном сигнале.

Относительное несоответствие между частотными генераторами приёмника и передатчика приводит к сдвигам частот между двумя сигналами.

Различают методы последовательного и параллельного поиска по фазе либо по несущей частоте, каждый из этих методов в свою очередь может быть когерентным и некогерентным. В большинстве случаев используется некогерентный метод, это связано с тем, что обычно сужение сигнала производится до синхронизации несущей, а значит, фаза несущей на данном этапе неизвестна.

Методы поиска и слежения несущей частоты

Нами разработаны два метода поиска и слежения за несущей частотой и фазой для решения задачи разделения сигналов, первый на основе некогерентного контура постоянного сопровождения с задержкой и опережением и схемой Костаса, второй основан на постобработке сигналов с использованием схемы Пистолькорса и оптимальной фильтрации.

Для решения поставленной задачи был разработан алгоритм цифровой обработки сигнала на основе цифрового приёмника навигационных сигналов. Чтобы восстановить формы сигналов и их спектров, необходимо выполнить поиск и подстройку частоты смещения и начальной фазы. Оптимальное значение длины сигнала для обработки было выбрано 200 мс. Сигнал записывается на анализаторе сигналов в стандартном режиме демодуляции квадратурных сигналов IQ Analysis. Объём записанного файла с сигналом составляет около 200 МБ. По причине того, что обработка происходит на Baseband, записанные отсчёты сигнала необходимо привести в комплексный вид и перенести на промежуточную частоту для правильной работы потокового ФАПЧ. Промежуточной частотой была выбрана частота 12,5 МГц, что является четвертью от частоты дискретизации 50 МГц.

Грубая синхронизация в разработанном алгоритме цифрового приёмника выполнена на основе схемы, изображённой на рис. 5 с использованием 3 параллельных блоков (сдвигов несущей). Используя задержанные сигналы,

происходит расчёт дискриминатора по формуле
$$D = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{(I_E^2 + Q_E^2) + (I_L^2 + Q_L^2)}$$
 и

корректировка следующего шага петлевым фильтром, где I_E и Q_E — ускоренные на полцикла квадратуры, а I_L и Q_L — задержанные на полцикла квадратуры [3–6]. Взаимнокорреляционная функция (ВКФ) сгенерированной псевдослучайной последовательности ГЛОНАСС и принятого сигнала представлена на рис. 6.

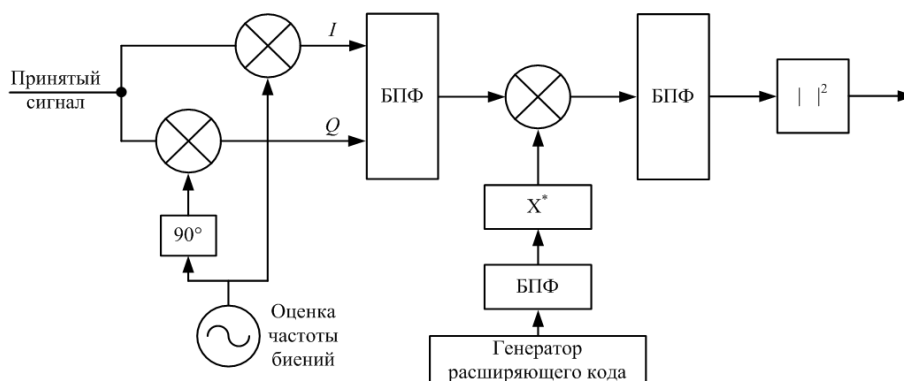


Рис. 5. Схема грубого поиска по фазе кода на основе БПФ

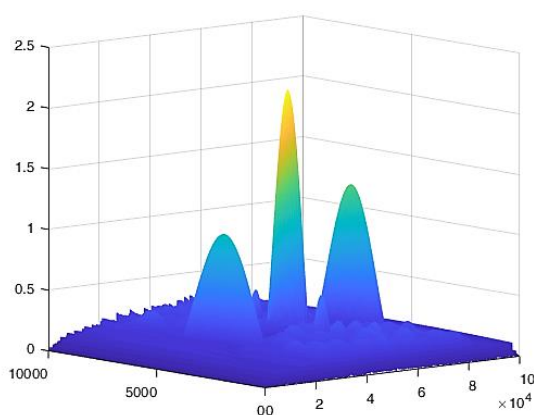


Рис. 6. ВКФ принятого сигнала и сгенерированной ПСП

В процессе распространения сигнал подвергается изменению вследствие случайного непрерывного изменения параметров среды распространения, приобретая паразитную амплитудную и фазовую модуляции, поэтому необходимо непрерывное слежение за изменением частоты несущей. Слежение за несущей реализовано самой распространённой на сегодняшний день схемой восстановления несущей — схемой Костаса, представленной на рис. 7 [7].

Дискриминатор опорного сигнала рассчитывается по формуле $D = \arctg(\frac{Q}{I}) / (2 \cdot \pi)$. Корректировка опорного сигнала происходит петлевым фильтром на основании рассчитанного дискриминатора. На рис. 8 и 9 изображены результат слежения за несущей и сигнал ошибки реализованного алгоритма слежения. По графику сигнала ошибки алгоритма слежения можно сделать вывод, что выход на этап слежения происходит приблизительно после обработки 100 мс сигнала, исходя из этих данных, оптимальным значением длины записываемого сигнала было выбрано 200 мс [8–9].

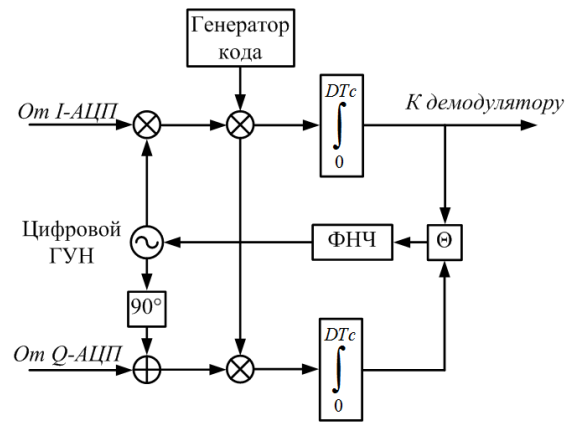


Рис. 7. Схема Костаса для частотной синхронизации

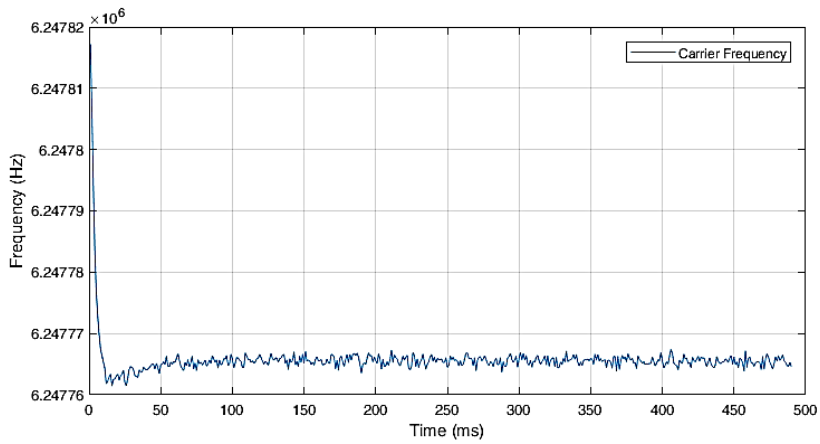


Рис. 8. Слежение за несущей частотой

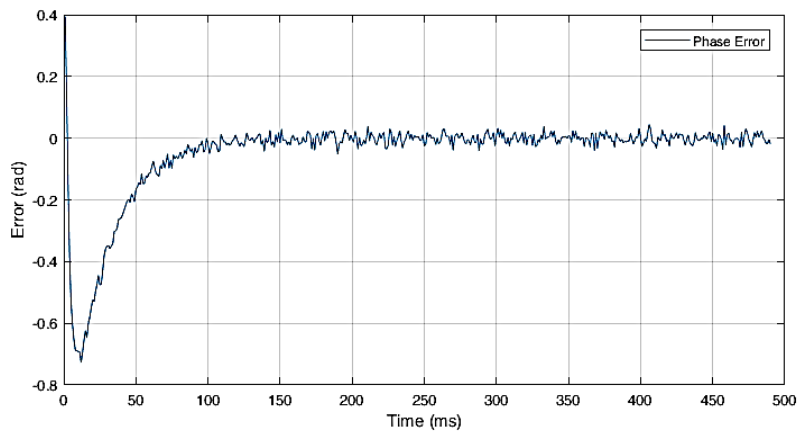


Рис. 9. Сигнал ошибки алгоритма слежения

Разработка быстродействующего алгоритма разделения

Время выполнения программы восстановления сигналов по разработанному первому методу поиска составляет 25 секунд, алгоритм требует большой вычислительной мощности, а также записи и хранения файлов большого объёма. В связи с тем, что для выполнения поставленной задачи по оценке спектральных и энергетических характеристик разработанный алгоритм по выполняемым функциям является избыточным, был разработан второй метод поиска на основе быстродействующего алгоритма с использованием элементов цифровой обработки из разработанного ранее метода.

Второй метод поиска начальной фазы и частоты смещения Доплера основан на аналоговом ФАПЧ Пистолькорса (рис. 10). Входной сигнал проходит через фильтр, в зависимости от порядка модуляции выбирается коэффициент сложности. В спектральной области происходит поиск максимума сигнала, частота смещения Доплера равна значению максимума с учётом коэффициента сложности, а начальная фаза рассчитывается, как угол от значения максимума, также с учётом коэффициента сложности. Медианными фильтрами выделяются сигналы в квадратурах навигационного сигнала [10–11].

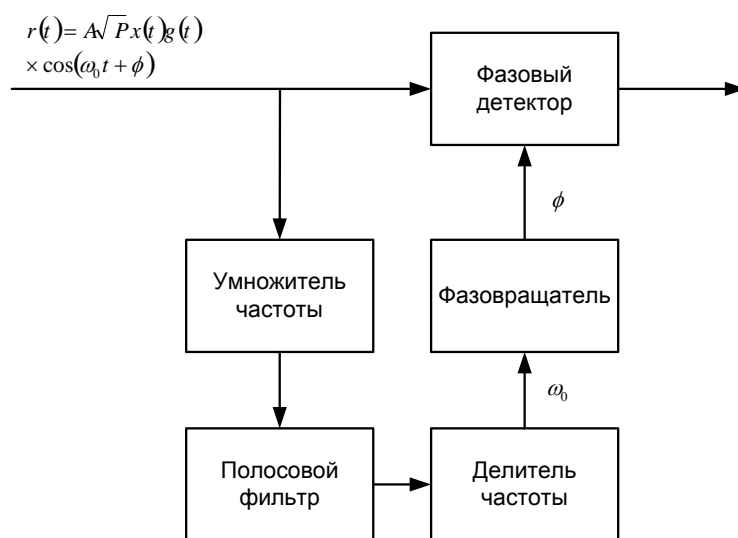


Рис. 10. ФАПЧ Пистолькорса

Оценка энергетических и спектральных характеристик состоит из трёх этапов:

- поиск начальной фазы и частоты смещения Доплера;
- восстановление формы сигналов и спектров корреляционным методом;
- оценка энергетических и спектральных характеристик восстановленных сигналов.

Первый этап можно реализовать одним из двух разработанных методов, в зависимости от условий приёма сигналов.

Второй этап (восстановление формы сигналов и спектров корреляционным методом) основан на корреляции сигналов, полученных с первого этапа и принятого навигационного сигнала с последующей оконной фильтрацией. Схема восстановления сигналов приведена на рис. 11. Восстановленный спектр сигнала приведён на рис. 12.

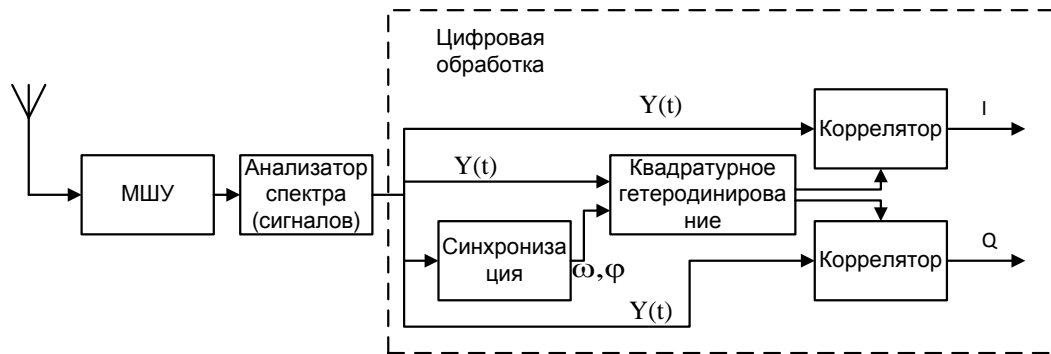


Рис. 11. Схема восстановления сигналов

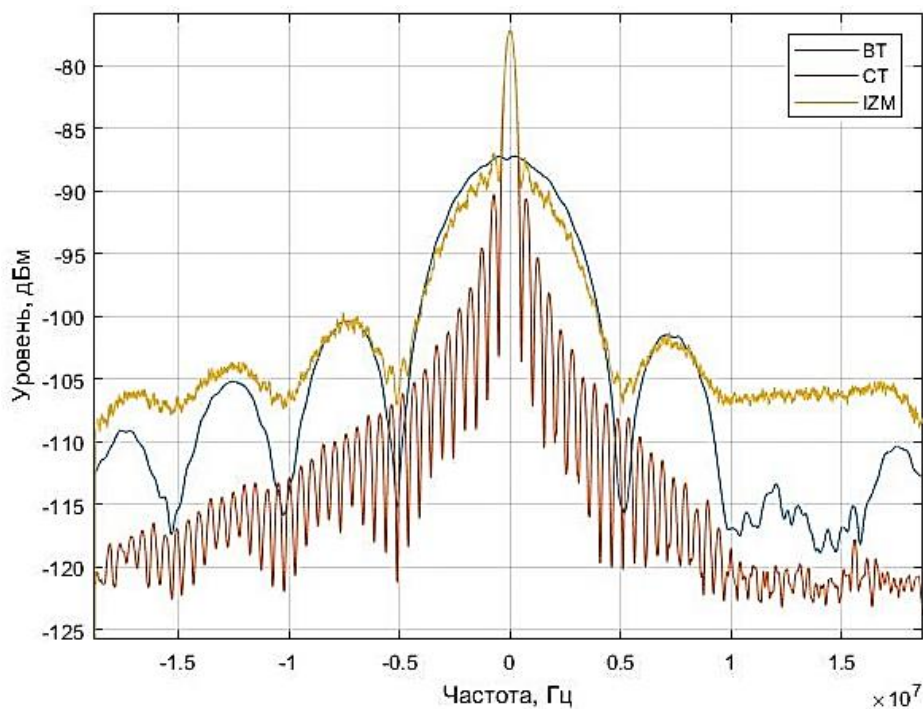


Рис. 12. Восстановленный спектр сигналов

Оценка спектральных характеристик восстановленных сигналов происходит на основании параметров сигналов, описанных в интерфейсно контрольных документах (ИКД) ГНСС. Фильтр сглаживает дискретный спектр и даёт возможность сравнить непрерывный спектр из ИКД и восстановленный по алгоритму. При оценке параметров используются математические функции поиска локальных максимумов и минимумов функции.

Время выполнения программы быстродействующего алгоритма составляет около 2 секунд, что намного быстрее алгоритма на основе цифрового приёмника. Также осуществляется метрологическая прослеживаемость с использованием приборов утверждённого типа как российского, так и зарубежного производства (анализаторы сигналов с шириной мгновенной полосы анализа не менее 50 МГц).

Калибровка антенно-фидерного тракта

Для оценки энергетических параметров навигационных сигналов необходимо после разделения сигналов провести калибровку приёмного тракта. Калибровка производится следующим образом: к приёмнику (в данном случае анализатору сигналов) подключается генератор шума с известным отношением сигнал/шум и записывается сигнал шума в том же частотном диапазоне и с параметрами дискретизации, как и при записи навигационного сигнала. Зная коэффициент усиления антенны, рассчитываем реальное значение мощности принимаемых навигационных сигналов по формуле $S = S_{izm} + (SNR - shum - G_{ant})$, где S_{izm} — измеренная мощность сигнала; SNR — отношение сигнал/шум в генераторе шума; $shum$ — компенсация полиномом; G_{ant} — усиление антенны.

В процессе калибровки происходит усреднение спектра по длительности ПСП открытого сигнала. Спектр сигнала с генератора шума после 6 усреднений представлен на рис. 13. Нормировка по нему невозможна, потому что шумовая составляющая имеет разброс ± 5 дБ. Однако систематическая (медленно меняющаяся) часть АЧХ системы не более 5 максимумов и минимумов, которые отстоят друг от друга более чем на тысячи временных отсчётов сигнала. При прохождении медианным фильтром порядка менее 500 устраняется шумовая составляющая, но информация о систематической части остаётся неискажённой. Как показала практика, наиболее точные результаты получаются с использованием двукратной медианной фильтрации 100-го порядка. На рис. 14 представлена характеристика тракта после усреднения с помощью аппроксимации полиномом 9 степени, что дополнительно позволяет избавиться от шумовой составляющей. Кроме того, это позволяет уменьшить требования к вычислительным ресурсам при нормировании спектральной плотности сигнала. И позволяет нормировать уровни спектра сигнала с точностью не хуже 0,5 дБ (Вт/Гц) после калибровки.

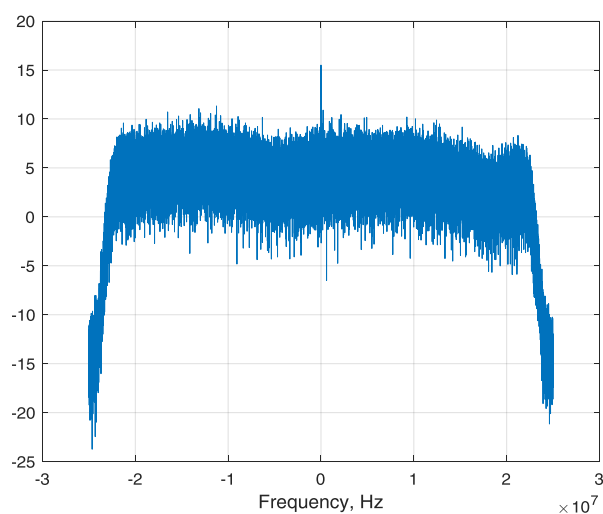


Рис. 13. Спектр сигнала с генератора шума после 6 усреднений

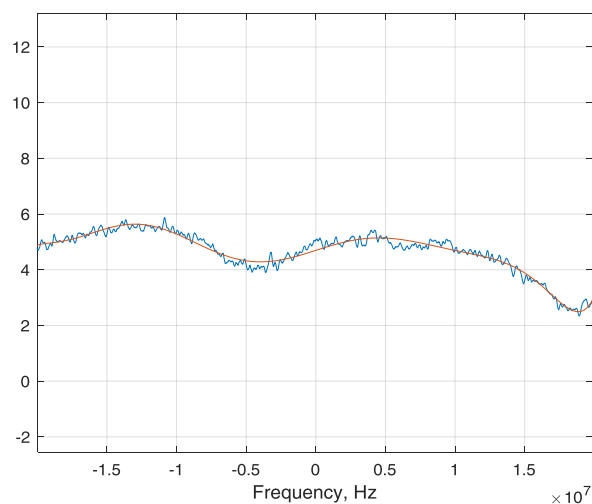


Рис. 14. Аппроксимации полиномом

Обработка навигационной информации и наведение на спутники

Для того чтобы производить измерения, необходимо точно позиционировать антенну, то есть осуществлять наведение антенны на навигационные спутники. Для расчёта местоположения спутников производится обработка навигационной информации, содержащейся в файлах формируемых навигационным приёмником. В данной работе речь пойдёт о файлах стандарта RINEX 3.02. Используя описание стандарта, получаем необходимые для расчёта местоположения данные. В ИКД на каждую навигационную систему

присутствуют формулы расчёта местоположения с учётом различных поправок на распространение. Навигационные данные актуальны в течение 15 минут (обновление эфемерид для системы ГЛОНАСС), в связи с этим прогноз местоположения спутников рассчитывается на 15 минут, далее — обновляется. На рис. 15 приведена трасса движения спутникового аппарата системы ГЛОНАСС с прогнозом на 3 дня.

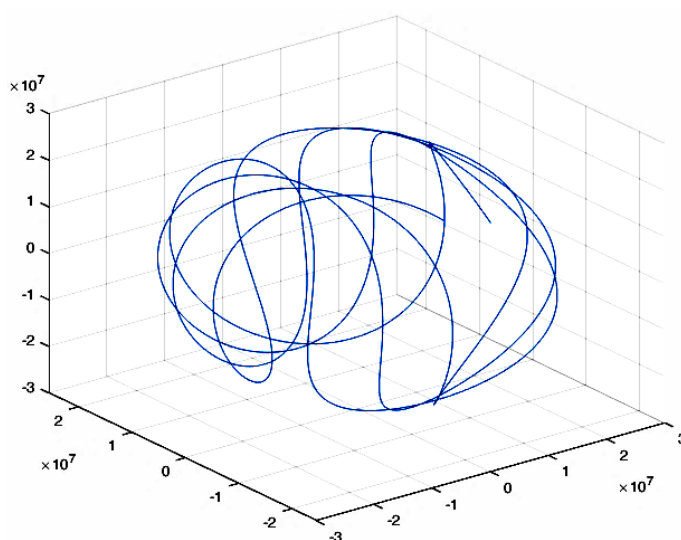


Рис. 15. Трасса движения спутника системы ГЛОНАСС

Заключение

Разработанный метод разделения компонент навигационного сигнала позволяет:

- увеличить динамический диапазон измерения спектров на менее чем на 10 дБ;
- увеличить надёжность измерительной системы за счёт применения в их составе средств измерений утверждённого типа, выпускаемых серийно;
- сохранить формы спектров после квадратурной обработки.

Метод калибровки антенно-фидерного тракта измерительной системы позволяет уменьшить погрешность измерений спектральных и энергетических характеристик навигационных сигналов. Прогноз местоположения навигационных спутников с поправками на распространение также помогает увеличить достоверность измерений.

Данные, полученные с использованием программно-аппаратного комплекса, обладают большой информативностью и позволяют всесторонне оценить качество навигационного поля у поверхности Земли за счёт анализа энергетических и спектральных характеристик навигационных сигналов.

Литература

1. Малышев А.В. Метод разделения и измерений компонент фазоманипулированных навигационных сигналов ГНСС / 11 Всероссийская научно-техническая конференция. Менделеево, 2018. С. 197–201.
2. Akos D.M. A software radio approach to global navigation satellite system receiver design: PhD dissertation. Ohio: Ohio University, 1997.
3. De Gaudenzi R., Luise M., Viola R. A digital chip timing recovery loop for band-limited direct-sequence spread-spectrum signals // IEEE Transactions on Communications. 1993. V. 41. № 11. P. 1760–1769.
4. Ibrahim B.B., Aghvami A.H. A PN code tracking system for direct sequence spread spectrum operation in a frequency selective fading environment // IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'94. 1994. P. 374–378.
5. Raghavan S.H., Holmes J.K. Performance of Costas and phase locked loops with signal blanking // IEEE Aerospace Conference. 2005. P. 1524–1531.
6. Vu B.N., Bojda P. Implementation of the GPS-C/A tracking loops in FPGA // IEEE/AIAA 31st Digital Avionics Systems Conference (DASC). 2012. P. 5A1-1–5A1-6.
7. Benvenuto N., Costa E., Obetti E. Performance comparison of chip matched filter and RAKE receiver for WCDMA systems / Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM'01. IEEE. 2001. T. 5. C. 3060–3064.
8. Scheers B., Le Nir V. A Modified Direct-Sequence Spread Spectrum Modulation Scheme for Burst Transmissions / Military Communications and Information Systems Conference (MCC'2010). Poland: Wroclaw, 2010.
9. Chung B.Y. et al. Performance analysis of an all-digital BPSK direct-sequence spread-spectrum IF receiver architecture // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1993. T. 11. № 7. C. 1096–1107.
10. Scheers B., Le Nir V. A Modified Direct-Sequence Spread Spectrum Modulation Scheme for Burst Transmissions / Military Communications and Information Systems Conference (MCC'2010). Poland: Wroclaw, 2010.
11. Ahamed S.F. et al. Fast Acquisition of GPS Signal Using Radix-2 and Radix-4 FFT Algorithms // IEEE 6th International Conference on Advanced Computing (IACC). 2016. P. 674–678.