УДК 621.396.98 DOI 10.30894/issn2409-0239.2021.8.2.62.71

Сравнительный анализ методов формирования навигационных радиосигналов системы ГЛОНАСС и особенности групповых навигационных радиосигналов

Р.В.Бакитько, к. т. н., otdelenie_74@spacecorp.ru AO «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Д. А. Астахов, otdelenie_74@spacecorp.ru AO «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация **Р. Ф. Салахов**, otdelenie_74@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В работе проводится сравнительный анализ методов формирования навигационных радиосигналов системы ГЛОНАСС на всех этапах развития. Он дает общую картину эволюции методов формирования навигационных радиосигналов, а также представление об их достоинствах и недостатках. Особое внимание уделено групповым навигационным сигналам системы ГЛОНАСС, которые появляются в следующем поколении НКА «Глонасс» с целью оптимизации антенной системы. Рассматриваются особенности их формирования с учетом обеспечения повышения точности кодовых измерений и эффективного усиления мощности.

Ключевые слова: методы формирования навигационных радиосигналов, групповые навигационные сигналы системы ГЛОНАСС, характеристики формирователей навигационных сигналов, внутрисистемные помехи

Comparative Analysis of Equipment for Shaping Navigation Radio Signals of the GLONASS system and Features of Group Navigation Radio Signals

R. V. Bakit'ko, Cand. Sci. (Engineering), otdelenie_74@spacecorp.ru Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

D. A. Astakhov, otdelenie_74@spacecorp.ru Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

R. F. Salakhov, otdelenie_74@spacecorp.ru

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. This paper presents a comparative analysis of methods for shaping navigation radio signals of the GLONASS system at all stages of development. This analysis gives a clear picture of the evolution of methods for shaping navigation radio signals and provides insights into their advantages and disadvantages. Special attention is paid to group navigation signals of the GLONASS system, which appear in the next generation of GLONASS navigation spacecraft to optimize the antenna assembly. The peculiarities of shaping them are considered, taking account of ensuring code measurement accuracy and effective power amplification.

Keywords: methods for shaping navigation radio signals, group navigation signals of the GLONASS system, characteristics of navigation signal shapers, intra-system interference

1. Введение

В процессе эволюции навигационных радиосигналов (НРС) системы ГЛОНАСС выделяются 3 этапа: 1-й — НРС в диапазонах L1 и L2 только с частотным разделением, на 2-м этапе добавляется НРС в диапазоне L3 с кодовым разделением и на 3-м этапе формируется полный набор НРС с частотным разделением в диапазонах L1, L2 и с кодовым разделением в диапазонах L1, L2, L3 [1, 2]. Этапы распределены на 3 десятилетия, в течение которых развивались и совершенствовались принципы формирования и менялась элементная база. Представляется целесообразным сравнить эти принципы и дать предложения по дальнейшему развитию.

2. Критерии сравнения

Представляет интерес сравнительный анализ качества излучаемых НРС по ряду критериев, в основе которых лежит потенциальная точность измерения псевдодальности (ПД). Под потенциальной точностью измерения (ПД) здесь понимается точность при абсолютной стабильности хода бортовых часов и точных эфемеридах. Таких критериев можно выделить четыре. Ниже они обсуждаются.

2.1. Основной характеристикой НРС, в первую очередь влияющей на точность кодовых измерений ПД, является стабильность разности задержек дальномерных кодов разных НРС между источником общего для всех НРС опорного сигнала 5,0 МГц бортового стандарта и фазовым центром излучателя (дифференциальная стабильность). В ИКД «ГЛО-НАСС» [3,4,7] стабильность определена как недетерминированная задержка в пределах ± 2 нс ($\pm 0,6$ м). Общая погрешность определения координат системы ГЛОНАСС, заявленная в Федеральной целевой программе (ФЦП), те же 0,6 м. Поэтому стабильность задержки должна быть существенно выше.

2.2. На точность фазовых измерений в наибольшей степени влияет стабильность фазы несущей частоты или отклонение от линейности изменения полной фазы (линейность хода фазы обеспечивается постоянством несущей частоты) В ИКД «ГЛОНАСС» требования к стабильности фазы несущей задано через спектральную плотность фазового шума, при которой должно обеспечиваться слежение за фазой несущей в полосе 10 Гц со среднеквадратическим отклонением 0,01 рад. Не является очевидным, что такой критерий достаточен для обеспечения высокоточных измерений по фазе несущей частоты в реальном времени на динамичном потребителе. Возможно, следует использовать критерий по ограничению спектральной плотности фазового шума в диапазоне 1–10,0 Гц ориентировочном на уровне соответственно —(50–45) дБ/Гц

2.3. В ИКД «ГЛОНАСС» [3-5] сказано, что все НРС, излучаемые одним НКА, должны быть когерентны, но степень когерентности количественно не определена. Строго когерентными считаются два периодических процесса, если на некотором конечном и постоянном временном интервале местной шкалы укладываются точно целое число *п* периодов одного и т периодов другого. Это условие может нарушаться спонтанно или систематически, подчиняясь какому-то закону или случайно. В нашем случае обязательным условием когерентности является формирование НРС от одного источника опорной частоты. Если все несущие частоты НРС разных диапазонов частот образуются простым умножением частоты опорного или синхронного с ним вспомогательного генератора на различные целочисленные коэффициенты, то когерентность, вероятно, будет высокой. При более сложных и разветвленных схемах формирования несущих частот когерентность НРС, скорее всего, будет хуже. Количественная оценка степени когерентности не входит в задачу данной статьи. Здесь делается только качественная оценка. Известно, что большинство двухчастотных (L1 и L2) приемников каждый сигнал принимают независимо, не используя их когерентность, так как она частично разрушается ионосферой. Но возможны применения двухчастотного режима, когда строгая когерентность актуальна.

2.4. Для некоторых алгоритмов формирования измерений ПД по фазе несущей частоты требуется синхронность сигналов модулирующей дальномерной последовательности ПСП и несущей частоты HPC. Под синхронностью здесь понимается периодическое совпадение «нулевой» фазы дальномерного кода с произвольным, но постоянным долевым значением фазы несущей частоты. В общем это эквивалентно когерентности, но в данном случае имеет место высокая кратность частот несущей и кода, поэтому нагляднее использовать временные методы измерений. В требованиях на аппаратуру формирования задана именно синхронность. Принципиально синхронность должна быть, так как и ПСП, и несущая частота формируются от одного опорного генератора. Но, в зависимости от отношения частот ПСП и несущей соответственно, различия схем их формирования, синхронность могут быть хорошими или плохими из-за различия фазовых задержек в трактах формирования ПСП и сигнала несущей частоты. То есть «плохое» отношение частот и несущей приводит не к нарушению когерентности ПСП и несущего колебания, а к увеличению различия фазовых задержек в трактах формирования ПСП и сигнала несущей частоты. В этом и проявляется интегральная связь между понятиями синхронности и когерентности. НРС с частотным разделением имеют разные литерные несущие частоты (14 литер) и одно значение тактовой частоты ПСП 0,511 МГц. Отношение несущей частоты на нулевой литере к тактовой частоте ПСП равно 1602000. 511 320 505 На первой литере это отношение 16 025 625 1022 Обеспечение синхронности сигналов, находящихся в таком дробно-кратном отношении, проблематично. Поэтому в требованиях на аппаратуру формирования сигналов с частотным разделением синхронность отсутствует. Для сопоставления: в GPS отношение несущей частоты к тактовой частоте ПСП для сигнала L1C/A равно 154. В этом случае синхронность обеспечивается без проблем. НРС ГЛОНАСС с кодовым разделением L1OC, L2OC и L3OC имеют это отношение соответственно 626, 488 и 235. Поэтому реально ставить задачу обеспечения синхронности сигналов модулирующей дальномерной последовательности ПСП и несущей частоты НРС ГЛОНАСС с кодовым разделением.

3. Представление методов формирования НРС

в виде функциональных схем и их качественная сравнительная оценка по сформулированным критериям

3.1. Функциональная схема формирования НРС с частотным разделением L1OF, L2OF и НРС с кодовым разделением L3OC приведена на рис. 1. Функциональная схема формирования HPC с частотным разделением L1OF, L2OF первого этапа совпадает с рассматриваемой без HPC L3OC.

Тактовая частота ПСП НРС L1OF и L2OF FTI формируется общим синтезатором на основе аналоговой ФАПЧ. Общность синтезатора обеспечивает хорошую взаимную стабильность ПСП L1OF и L2OF, но аналоговой ФАПЧ дает не очень высокую стабильность задержки ПСП L1 и L2 относительно опоры 5,0 МГц.

Литерные несущие частоты радиосигналов формируются из сигнала опорной частоты $F_0 =$ = 5,0 МГц в два шага. На первом с помощью аналоговой ФАПЧ формируется сигнал вспомогательной опорной литерной частоты F_{oul} , общий для радиосигналов L1OF и L2OF. ФАПЧ синтезатора построен на ГУН номинальной частотой 1424 МГц, делителях частоты с переменным коэффициентом и фазовом детекторе (ФД) на частоте 0,5 МГц. Этот синтезатор в основном определяет фазовый шум, вносимый формирователем НРС (ФНРС). Спектральная плотность фазового шума на выходе ФНРС на частоте 1602 МГц при отстройке 5 Гц составляет -70 дБ/Гц. На втором шаге сигнал частоты FПЧІ используется как опорный при формировании несущих частот сигналов L1OF и L2OF, осуществляемый с помощью ФАПЧ с коэффициентами преобразования соответственно 72 (8 × 9) и 56 (8 × 7). Частота ФД — 1,0 МГц. Вносимые этими синтезаторами фазовые шумы на 6-7 дБ меньше по сравнению с шумом вспомогательного генератора, поэтому обеспечивается хорошая когерентность сигналов.

НРС L3OC формируется аналогично НРС L1OF. Отличие состоит в более высокой частоте ФД первого ФАПЧ — 1,0 МГЦ. Как следствие, меньший на 6,0 дБ фазовый шум несущей. В отличие от формирователей НРС L1OF и L2OF здесь частоты F_{on2} и F_{r2} одинаковые: 10,23 МГц. Однако по технологическим соображениям синтезаторы сделаны отдельные.

Синхронность сигналов модулирующей дальномерной последовательности ПСП и несущей частоты при таком методе проблематична.

3.2. Функциональная схема формирования НРС с частотным разделением L1OF, L2OF и НРС



Рис. 1. Функциональная схема формирования HPC с частотным разделением L1OF, L2OF и HPC с кодовым разделением L3OC

с кодовым разделением L1OC, L2OC, L3OC приведена на рис. 2.

ФНРС содержит два независимых тракта:

– тракт формирования и излучения сигналов L1OF, L2OF с отдельной антенной;

 тракт формирования и излучения сигналов L1OC, L2OC и L3OC с отдельной антенной.

Первый тракт такой же, как первой схеме с общими синтезаторами для L1OF, L2OF.

Второй тракт построен оптимально по всем четырем критериям. Вначале формируется сигнал вторичной опорной частоты $F_{01} = 10,23$ МГц, синхронизируемый с первичной $F_0 = 5,0$ МГц с привязкой к секунде — передний фронт секундной метки лежит в интервале ± 25 нс относительно фазы 180° опорной частоты F_0 . В формирователе используется прецизионный малошумящий кварцевый генератор. Несущие частоты всех трех НРС L1OC,

L2OC и L3OC формируются умножением частоты $\frac{F_{10}}{2}$ с помощью ФАПЧ на целочисленные коэффициенты соответственно 313,244 и 235, так как они кратны этой частоте. Тактовые частоты ПСП формируются простым делением частоты F_{01} на соответствующие коэффициенты. Такое формирование обеспечивает хорошую когерентность несущих частот и синхронность ПСП и несущих. Представленная здесь структура формирователя кодовых НРС, аналогична структурам формирователей GPS и Galileo, но с другими коэффициентами.

В целом последняя функциональная схема может считаться оптимальной для частотных и кодовых сигналов за исключением двух факторов: используется устаревшее уже аналоговое формирование и необходимость установки на НКА двух больших антенн. Излучение через разные разнесенные антенны (следовательно, из разных фазовых



Рис. 2. Функциональная схема формирования HPC с частотным разделением L1OF, L2OF и HPC с кодовым разделением L1OC, L2OC, L3OC

центров) может вызывать ошибку при совместной обработке частотных и кодовых НРС. Подключение полного набора НРС, в котором присутствуют две пары разных НРС с пересекающимися спектрами сигналов (L1OF–L1OC и L2OF–L2OC) к одной антенне, без значительных потерь невозможно. Необходимы другие решения. Одно из них рассматривается ниже.

3.3. Функциональная схема формирования полного набора HPC с возможностью подключения к одной антенне приведена на рис. 3.

ФНРС по этой схеме осуществляет цифровое формирование групповых навигационных радиосигналов (ГНРС) диапазонов L1 и L2 и одного НРС диапазона L3 на промежуточных частотах с их последующим переносом на рабочие частоты. ГНРС диапазонов L1 и L2 образуются как неравновесная сумма НРС с частотным и кодовым разделением и последующим выравниванием амплитуды суммарного сигнала. Подробнее об этом сказано в разд. 4.

Два сигнала ГНРС L1 и ГНРС L2 и один НРС L3 можно подключить к одной антенне без потерь, так как они достаточно далеко разнесены по частоте. Тем самым исключить упомянутую выше ошибку при совместной обработке.

ГНРС и НРС формируются по одинаковой схеме, которая в обобщенной форме дана на рис. 4.

Формирование осуществляется программируемой логической схемой на промежуточной частоте в диапазоне 20–25 МГц, работающей с тактовой частотой 123,125 МГц и 32-разрядным вычислителем. Фаза сигнала тактовой частоты жестко привязана к фазе сигнала опорного генератора 5,0 МГц. Далее 14-разрядный ЦАП с ФНЧ преобразует сигнал в аналоговый с полосой около



Рис. 3. Функциональная схема формирования полного набора НРС с возможностью подключения к одной антенне

30 МГц. Квадратурный преобразователь частоты переносит сигнал на ПЧ в соответствующий рабочий диапазон частот. Частота ПЧ каждого HPC выбирается так, чтобы частота гетеродина была кратна $\frac{F_{10}}{2} = 5,115$ МГц.

Одной из основных характеристик формирователя НРС является относительная стабильность задержек дальномерных кодов (ПСП) разных НРС. Достигнутая стабильность составляет около 1 нс. Расчетная стабильность задержек ПСП цифрового формирователя, включая ЦАП, не хуже 0,1 нс. Нестабильность задержек всего тракта, включая усилители мощности, режекторного фильтра и АФУ, может достигать 2 нс. Обычно задержки всех НРС измеряются при наземных испытаниях с помощью контрольного приемника относительно опорного сигнала F0 и затем, при необходимости, используются при обработке. Существует и другой вариант измерения задержек при эксплуатации с помощью наземных средств приема. Как альтернатива этим традиционным методам здесь рассматривается метод измерения и калибровки задержек ПСП аппаратуры формирования с помощью контрольного приемника, интегрированного непосредственно в бортовой формирователь. Есть основания считать, что бортовой контрольный приемник, работающий с относительно большим входным радиосигналом, имеет более стабильные



Рис. 4. Обобщенная схема формирования

характеристики по задержкам, чем формирователь. В первую очередь потому, что не содержит узкополосных фильтров и нелинейных элементов. Измеренные контрольным приемником значения задержек могут быть использованы при обработке в НАП или управлять задержками формирователя с целью их стабилизации.

Для измерения задержек ПСП и управления ими по заданному алгоритму часть мощности выходного сигнала непосредственно перед излучателем ответвляется и поступает в преобразователь частоты вниз. Частота гетеродина выбирается близкой к рабочей частоте НРС (преобразование на «нулевую» частоту) и кратной $\frac{F_{10}}{2}$. Преобразованный НРС в комплексном виде поступает на цифровой измеритель задержки, работающий также с тактовой частотой $F_{\rm д}$. Расчетная систематическая погрешность измерителя 50 пс (σ). Алгоритм работы системы регулировки задержек пока не определен. Это может быть просто измерение с передачей результатов заинтересованным либо управление задержкой с целью минимизации в разных вариантах. В цифровом формирователе задержкой можно управлять с дискретностью 5 пс.

Принципиально стабильность задержек ПСП в схеме с автоматической минимизацией определяется стабильностью привязки фазы сигнала частоты дискретизации $F_{\rm A}$ к фазе сигнала опорной частоты F_0 и фазы тактовой частоты ПСП к фазе $F_{\rm A}$, дискретностью управления и стабильностью задержек кабелей, несущих сигнал опорной частоты и ответвленный сигнал от антенны. Реальная картина будет получена при комплексных испытаниях аппаратуры.

Фазовый шум НРС рассматриваемой схемы содержит две компоненты: шум сигнала ПЧ и шум сигнала гетеродина. Так как частоты сигналов гетеродинов получаются умножением на целочисленные коэффициенты около 300, вносимый фазовый шум умножителей будет определяться фазовым шумом опорного сигнала. Поэтому все сводится к минимизации фазового шума НРС на ПЧ. При малом фазовом шуме сигнала частоты дискретизации он управляем и определяется разрядностью вычислителя. Таким образом, по уровню фазовых шумов потенциально ФНРС практически одинаковы.

По критерию когерентности рассматриваемый ФНРС является лучшим. Во-первых, все НРС (частотные и кодовые) формируются в одной ПЛИС (на схеме рис. 3 показаны 5 формирователей для удобства чтения) с единой тактовой частотой, синхронной с опорным сигналом $F_0 = 5,0$ МГц, и абсолютно когерентны между собой. Во-вторых, все гетеродинные частоты для преобразования частоты вверх и вниз формируются умножением опорной частоты на относительно небольшие целочисленные коэффициенты.

Задача обеспечения синхронности сигналов модулирующей дальномерной последовательности ПСП и несущей частоты НРС при цифровом формировании радиосигнала выполняется автоматически, так как обе эти компоненты формируются из одной тактовой частоты и в одном кристалле.

4. Эффективное усиление мощности группового HPC

Групповые HPC в диапазонах L1 и L2 содержат два фазомодулированных радиосигнала (частотный и кодовый) постоянной амплитуды, имеющие разные несущие частоты и мощности. Линейное суммирование этих двух сигналов дает сигнал с переменной амплитудой и фазой. Глубина амплитудной модуляции суммарного сигнала около 70%. Твердотельные усилители мощности с нелинейной амплитудной характеристикой отечественного и импортного производства не предназначены для работы с таким сигналом. В ГНСС Galileo и GPS для усиления мощности радиосигнала с АМ используют усилители на ЛБВ с линеаризатором, однако параметры отечественных ЛБВ этого диапазона частот нам не известны. Поэтому применяется метод «выравнивания» амплитуды, который эквивалентен идеальному ограничению [6,7].

Суммарный сигнал до выравнивания в комплексной форме можно записать так:

$$s(t) = x(t) + iy(t).$$

$$(1)$$

Операция «выравнивания» эквивалентна делению каждой компоненты на модуль. Комплексные компоненты после выравнивания (деления):

$$I(t) = x(t) / \sqrt{x^2(t) + y^2(t)},$$
(2)

$$Q(t) = y(t) / \sqrt{x^2(t) + y^2(t)}.$$
 (3)

Цифровая схема формирования ГНРС с указанием разрядности приведена на рис. 5. Тактовая частота работы всех узлов 123,125 МГц. Выравнивание является нелинейным преобразованием. Поэтому при неравенстве парциальных мощностей отношение мощности сигналов на выходе не равно отношению на входе. Кроме этого, при нелинейном преобразовании в спектре сигнала после выравнивания появляются паразитные составляющие. Полная мощность выровненного группового HPC содержит полезные компоненты и паразитную компоненту. Последняя состоит из комбинационных составляющих от нелинейного преобразования суммы двух широкополосных радиосигналов.

Методом моделирования схемы формирования ГНРС найдена зависимость отношения парциальных мощностей на выходе выравнивателя от отношения на входе и процент потерь от выравнивания. Для получения отношения парциальных мощностей кодовой и частотной компоненты 2:1 их отношение на входе должно быть 1,4:1 (весовой коэффициент 1,4). Паразитная компонента отбирает 17–19% мощности. Это должно учитываться в общем энергетическом балансе.

С помощью генератора сигналов произвольной формы сформированы сигналы ГНРС диапазона L1, но на несущей частоте 40 МГц. На рис. 6 и рис. 7 приведены огибающие спектра без выравнивания и с выравниванием соответственно. Спектры отличаются незначительно. На рис. 8–9 приведены осциллограммы ГНРС без выравнивания и с выравниванием соответственно.

Паразитная компонента, образованная комбинационными составляющими нескольких радиосигналов с псевдошумовой фазовой модуляцией, может считаться шумовой в полосе фильтра после ЦАП — около 15 МГц. Спектральная плотность помехи так же, как и спектральная плотность НРС, спадает к краям рабочей полосы. С ошибкой



Рис. 5. Цифровая схема формирования ГНРС



Рис. 6. Огибающая спектра ГНРС в диапазоне L1 без выравнивания



Рис. 7. Огибающая спектра ГНРС в диапазоне L1 с выравниванием



Рис. 8. Осциллограмма ГНРС в диапазоне L1 без выравнивания

не более 3 дБ спад можно считать линейным. При мощности помехи относительно мощности сигнала –7,5 дБ (18%) максимальная в полосе 15 МГц (72 дБ) относительная спектральная плотность помехи составит –76,5 дБ. Отношение сигнал/шум после свертки в корреляторе от такой шумовой помехи в полосе фильтра 1 кГц (30 дБ) составит 46,5 дБ. Такой помехой можно пренебречь.

Выводы

На основании изложенного можно ожидать, что рассмотренный здесь метод цифрового формирования полного комплекта НРС системы ГЛОНАСС в сочетании с выравниванием амплитуды для обеспечения работы с одной антенной по совокупности критериев предпочтительнее других. Весомость



Рис. 9. Осциллограмма ГНРС в диапазоне L1 с выравниванием

фактора одна антенна вместо двух больше потери 19% мощности. При построении формирователя НРС по этому методу возможен прогресс в уменьшении погрешности измерения псевдодальности в системе ГЛОНАСС вплоть до 0,1 м по кодовым измерениям. Только в этом варианте в полной мере обеспечивается синхронизация фазы дальномерного кода и фазы несущей частоты.

Представляется целесообразным более основательно исследовать вопрос влияния паразитного излучения, рожденного выравниванием. Это следует сделать не только методом моделирования, но и экспериментально.

Список литературы

- 1. Перов А.И., Бакитько Р.В., Дворкин В.В., Карутин С.Н., Корогодин И.В., Нагин И.А., Поваляев А.А., Фаткулин Р.Ф., Шатилов А.Ю. ГЛОНАСС. Модернизация и перспективы развития // Радиотехника. 2020. 1072 с.
- 2. Середа А.Ю., Детюк К.В. Бортовой информационно-навигационный комплекс КА «Глонасс-К» // Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона». 2012. № 3. С. 115–119. http://ivdon.ru/

magazine/archive/n3y2012/906 (Дата обращения 31.05.2021).

- Интерфейсный контрольный документ (ИКД) ГЛО-НАСС. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2. Редакция 5.1. г. Москва, 2008. http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/ 2016/08/ICD_GLONASS_rus_v5.1.pdf (Дата обращения 31.05.2021).
- Интерфейсный контрольный документ (ИКД) ГЛО-НАСС. Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне L3. Редакция 1.0. г. Москва, 2016. http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/ 2016/08/IKD-L3-s-kod.-razd.-Red-1.0-2016.pdf (Дата обращения 31.05.2021).
- 5. Интерфейсный контрольный документ (ИКД) ГЛО-НАСС. Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне L1. Редакция 1.0. г. Москва, 2016. http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/ 2016/08/IKD-L1-s-kod.-razd.-Red-1.0-2016.pdf (Дата обращения 31.05.2021).
- 6. *Харисов В.Н., Поваляев А.А.* Оптимальное выравнивание суммы навигационных сигналов в ГНСС // Радиотехника. 2011, № 7. С. 65–75.
- Kharisov V., Povalyaev A. Optimal Aligning of the Sums of GNSS Navigation Signals // Inside GNSS, January/February. 2012. P. 56–67.