

УДК 621.396.98:629.195

П.В. Глушков, Н.В. Михайлов, Д.Е. Юдакин

ИЗМЕРЕНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА СРНС СЛЕДЯЩИМИ СИСТЕМАМИ БЕЗ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

P.V. Glushkov, N.V. Mikhailov, D.E. Yudakin

OPEN-LOOP TRACKING OF GNSS SIGNALS UNDER CONDITION OF MULTIPATH PROPAGATION

Предложен метод оценки радионавигационных параметров (задержка и частота) сигнала системы GPS, отличный от классических систем слежения за задержкой и фазовой/частотной автоподстройки. Метод, основанный на расчете корреляционной функции узкополосного сигнала в частотно-временной области, позволяет производить оценки параметров не только прямого, но и вероятных отраженных сигналов, значительно снижающих качество позиционирования в городской среде. Метод применим для случаев с движущимся пользователем в присутствии отраженных сигналов высокой мощности (мощности, сравнимой с мощностью прямого сигнала).

СРНС. МНОГОЛУЧЕВОЕ РАСПРОСТРАНЕНИЕ. СЛЕЖЕНИЕ ЗА СИГНАЛОМ.

A new method for GPS signal tracking is being proposed. The method differs from conventional delay-locked loops, frequency/phase-locked loops and is based on calculation of a narrow-band signal correlation function in time-frequency domain. The method allows to track both line-of-sight signal and reflected GNSS signals, which cause serious degradation of positioning accuracy in urban environments. The method is targeted at mobile user under severe multipath propagation conditions, when reflected signal power is comparable to the power of line-of-sight signal.

GNSS. GPS. MULTIPATH PROPAGATION. SIGNAL TRACKING. OPEN-LOOP TRACKING.

Современные спутниковые радионавигационные системы (СРНС) широко применяются для решения задач позиционирования и навигации в самых различных условиях. Отдельным классом СРНС приемников являются приемники, встраиваемые в портативные устройства массового применения. Особенность устройств данного класса – строгие требования к их стоимости, габаритам и энергопотреблению. Подобные устройства используются повсеместно, в т. ч. и в городской среде, что создает дополнительные сложности для приема сигнала: низкий уровень принимаемых сигналов; частые пропадания прямого сигнала; большое количество сильных отраженных сигналов. Данные факторы ухудшают точность измерения радионавигационных параметров (РНП) сигнала (задержка, частота/фаза), требуемых для

решения навигационной задачи.

В статье рассматривается случай приема многолучевого сигнала навигационных космических аппаратов (НКА) движущимся приемником. Предлагается метод уменьшения ошибки измерений РНП в подобных случаях при использовании следящей системы «без обратной связи».

Методы уменьшения влияния многолучевого распространения

Из большого количества известных методов¹ для массового рынка СРНС аппаратуры подходят далеко не все. Эффективные

¹ Здесь и далее, если не приводятся уточнения, под обобщением «методы» понимаются именно методы ослабления влияния многолучевого распространения на качество измерения РНП и позиционирования.

методы, применимые для случая со статичным пользователем [12, 13], несмотря на свою высокую точность, используют дополнительные аппаратные средства. Это неминуемо ведет к увеличению габаритов, энергопотребления и цены конечной системы, что неприемлемо для сравнительно простых портативных устройств. Таким образом, наибольший интерес в данном контексте представляют программные методы, работающие в реальном времени, применимые для статичного и подвижного потребителей. Подавляющее большинство подобных методов можно разделить на две основные группы:

- 1) методы, напрямую рассчитывающие оценки РНП прямого сигнала (наиболее известные представители – [1–3]);
- 2) методы, решающие задачу оптимизации для поиска оптимальных значений РНП как прямого, так и предполагаемых отраженных сигналов (наиболее известные представители – [4–6]).

К основным недостаткам методов первой группы можно отнести их высокие требования к полосе обработки сигнала (не менее 10–12 МГц), а также потери мощности, возникающие при обработке сигнала с применением модифицированной опорной реплики. К недостаткам методов второй группы можно отнести рост количества требуемых вычислительных ресурсов с числом оцениваемых РНП [7], а также проблему выбора адекватных начальных приближений РНП для решения задачи оптимизации.

На сегодняшний день рост вычислительной мощности микропроцессоров при одновременном снижении их цены и размеров является естественным процессом. В связи с этим применение вычислительно сложных алгоритмов улучшения качества позиционирования в сравнительно простых приемниках для массового рынка становится естественной тенденцией. С учетом данного обстоятельства в статье предлагается очередной метод повышения качества измерений РНП сигнала при многолучевом распространении. Технически, предлагаемый метод относится к второй группе. Назначение метода – улучшение качества

измерений РНП для движущегося пользователя.

Описание предлагаемого метода

Предлагаемый метод применяет модель частотно-временного корреляционного пика, обрабатываемого следящей системой «без обратной связи» (Open-Loop Tracking, [8]), в качестве аппроксимирующей функции для поиска оптимальных оценок РНП прямого и отраженного сигналов. Оптимизируемая функция представляет собой сумму квадратов невязок аппроксимации. Предлагается алгоритм выбора начальных оценок искомых параметров. Описывается применение алгоритма в случае с одним отраженным сигналом большой мощности.

Следящая система «без обратной связи». Метод, предлагаемый в данной статье, был разработан для двухсистемного (GPS+GLONASS) СРНС приемника компании MStar Semiconductor (Тайвань) и апробирован на нем же. Отличительной особенностью данного приемника является применение следящей системы «без обратной связи» в качестве основного режима работы [11]. Вместо классических систем слежения за задержкой, фазовой и частотной автоподстройки, при помощи решетки корреляторов и Быстрого Преобразования Фурье (ПБФ), система рассчитывает множество значений мощности сигнала и суммирует их некогерентно. Искомые оценки РНП формируются по глобальному максимуму рассчитанной сетки значений мощности сигнала в частотно-временной области. Опишем данный механизм более подробно. Первым шагом вычисляется последовательность когерентных накоплений сигнала на выходе каждого коррелятора:

$$C_k(f', \tau_l) = \sum_{n=0}^{G-1} (Y_n(f', t_k + nt_s) \times x'(t_k + nt_s + \tau_l)); \quad (1.1)$$

$$(t_k - t_{k-1}) = T_s G = \text{const} = T_{\text{сон}},$$

где Y – комплексная огибающая сигнала²

² Значение битов навигационных данных не учитывается. Считаем, что граница бита данных уже найдена и знак текущего бита известен.

на выходе частотного миксера при некоторой фиксированной оценке доплеровского частотного сдвига f' ; T_s – период дискретизации; τl – временная задержка в l -м корреляторе; x^l – локальная реплика дальномерного кода; T_{COH} – интервал когерентного накопления; G – число отсчетов сигнала в T_{COH} . $C_k(f, \tau l)$; $k = 1:M$ – результирующая последовательность из M когерентных накоплений на выходе l -го коррелятора. Величина T_{COH} выбирается таким образом, чтобы M когерентных накоплений покрывали интервал в 20 мс (длительность бита навигационных данных).

Затем с помощью БПФ рассчитывается спектральная плотность мощности (СПМ) последовательности $C_k(f', \tau_l)$. Обозначим через $S_k(f', \tau)$ результат расчета БПФ для последовательности из M когерентных накоплений на выходе l -го коррелятора. В последовательности S , в отличие от C , индекс k принимает значения от нуля до $M - 1$ и обозначает не начальное время когерентного накопления, а частотный индекс в БПФ.

Z последовательных во времени значений СПМ, относящихся к одним и тем же частотным позициям, далее суммируются

некогерентно. Для этого рассчитывается БПФ от $C_k(f', \tau_l)$, принадлежащим к Z следующим друг за другом 20-миллисекундным интервалам:

$$P_k(f', \tau_l) = P_{k,l} = \sum_{i=0}^Z |S_k(f', t_i + \tau_l)|^2; \quad (1.2)$$

$$Z(MT_{\text{COH}}) = T_{\text{NCOH}}; \quad t_{i+1} - t_i = MT_{\text{COH}}.$$

Индексы k и l – частотный индекс в БПФ и индекс коррелятора. Значение $P_{k,l}$ будем называть некогерентным накоплением в k -й частотной позиции для l -го коррелятора. Всю совокупность значений P будем называть буфером некогерентных накоплений (БНН). Пример БНН представлен на рис. 1.

В отсутствие активных помех и отраженных сигналов, искомые РНП (задержка τ и частота f) могут быть оценены по максимуму БНН (оценки будем обозначать τ' и f').

Применение некогерентного накопления совместно со следящей системой «без обратной связи» отлично зарекомендовало себя при навигации в городской среде, где часто происходят кратковременные пропадания сигнала и резкие изменения его мощ-

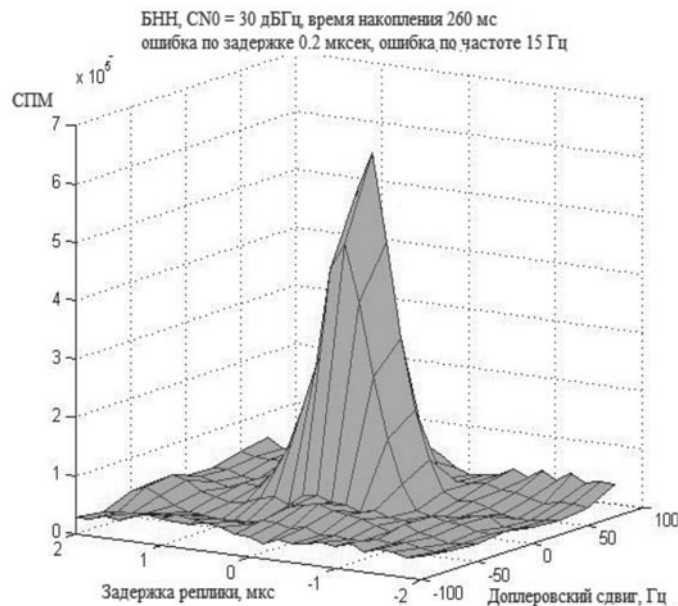


Рис. 1. Пример корреляционного пика в БНН

ности. Становится возможным оперативно продолжить слежение за нестабильным сигналом без необходимости заново производить процесс поиска и захвата, как это делается в классической реализации. Второе весомое преимущество данной системы – слежение за сигналами малой мощности ($C/N_0 < 25$ дБГц [8]), когда классическая система фазовой автоподстройки теряет способность следить за сигналом. Тем не менее, как и все другие, данная система подвержена негативному влиянию многолучевого распространения, в случае, когда задержка отраженного сигнала составляет менее одного чипа дальномерного кода (~ 1 мкс). Для ослабления данного эффекта предлагается использовать алгоритм, описанный далее.

Модель корреляционного пика. Корреляционный пик в БНН, изображенный на рис. 1, можно аппроксимировать соотношением [9]:

$$P'(f', \tau', C') = P'(\beta) = I^2 + Q^2 \approx C'R^2(\tau')\text{sinc}^2(fT_{\text{COH}}), \quad (2.1)$$

где I/Q – сумма отсчетов сигнала в синфазном/квадратурном каналах обработки; R – значение корреляции сигнала и локальной реплики; τ' , f' , C' – оценки задержки, доплеровской частоты и мощности.

Значения модели (2.1) в частотных (f_k) и временных (τ_l) позициях, соответствующих процедуре формирования БНН, может быть выражено:

$$P'(\beta, f_k, \tau_l) = C'R^2_{\text{LUT}}(\tau' + \tau_l)\text{sinc}^2((f' + f_k)T_{\text{COH}}), \quad (2.2)$$

где β – вектор текущих оценок параметров сигнала; R_{LUT} – табличное значение корреляции сигнала и локальной реплики для имеющейся системы обработки сигнала.

Ошибка аппроксимации будет распределена нормально благодаря многократному некогерентному суммированию³ возведенных в квадрат шумовых составляющих в каналах обработки. При движении антенны приемника относительно отражающей по-

верхности, замирание сигнала, вызванное многолучевым распространением, будет иметь циклический характер. При некогерентном накоплении колебания мощности сигнала будут усредняться. При достаточной скорости движения и T_{COH} , значения в ячейках БНН будут стремиться к суперпозиции мощностей прямого и отраженных сигналов, умноженной на число Z из (1.2).

Обнаружение многолучевого распространения. Имея теоретическую модель корреляционного пика в БНН, возможно применить методы регрессионного анализа для оценки параметров принимаемого сигнала. Поскольку модель сигнала является нелинейной, предлагается выбрать начальные оценки для искомых параметров по глобальному максимуму БНН и затем уточнять их итеративно, применяя метод Ньютона–Гаусса:

$$\beta_{k+1} = \beta_k + (JJ^T)^{-1} Jr, \quad (3.1)$$

$$r_{k,l}(\beta) = P(f_k, \tau_l) - P'(\beta, f_k, \tau_l), \quad (3.2)$$

$$F(\beta) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^L r_{k,l}^2, \quad (3.3)$$

где β – вектор, состоящий из оценок РНП сигнала (задержка τ' , доплеровская частота f') и мощности C' ; J – матрица Якоби, вычисляемая с помощью конечных разностей первого порядка; P/P' – БНН и модель из формул (1.2) и (2.2) соответственно; F – оптимизируемая функция; M – число частотных позиций в БПФ; L – число корреляторов.

В случае если оценки РНП сигнала близки к истинным ($\tau' \approx \tau$, $f' \approx f$, $C' \approx C$), величину невязки аппроксимации в одной ячейке БНН можно представить как

$$P = |I + \eta_I|^2 + |Q + \eta_Q|^2 = I^2 + 2I\eta_I + \eta_I^2 + Q^2 + 2Q\eta_Q + \eta_Q^2, \quad (4.1)$$

$$r = P - P'(\beta) \approx 2I\eta_I + 2Q\eta_Q + \eta_I^2 + \eta_Q^2, \quad (4.2)$$

$$r^2 \approx f(A, \sigma_n) = k_1 A^2 + k_1 \sigma_n^4, \quad (4.3)$$

где I/Q – суммы отсчетов сигнала в синфазном/квадратурном каналах на интервале T_{COH} ; η_I/η_Q – шум в данных каналах; A – амплитуда; σ – дисперсия шума в кон-

³ В соответствии с Центральной Предельной Теоремой.

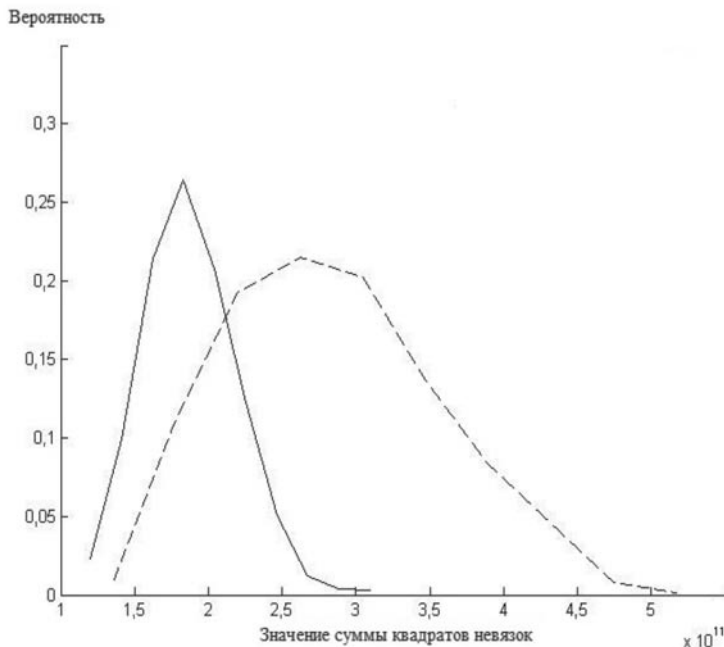


Рис. 2. Плотность вероятности распределения суммы квадратов (—) многолучевой сигнал отсутствует; (- - -) многолучевой сигнал присутствует

кретной системе обработки сигнала.

При появлении в сигнале многолучевой составляющей, сумма квадратов невязок значительно вырастает по сравнению со случаем без таковой. Пример распределения сумм квадратов невязок при наличии многолучевого сигнала и в его отсутствие представлена на рис. 2. Параметры сигнала: $C/N_0 = 30$ дБГц, задержка отраженного сигнала относительно прямого ~ 1 мкс, частотный сдвиг отраженного сигнала относительно прямого ~ 15 Гц, $SMR = 6$ дБ.

При более высоком отношении сигнал/шум (ОСШ) распределения сумм квадратов невязок будут еще более отстоять друг от друга. При снижении ОСШ, а также при приближении РНП отраженного сигнала к РНП прямого распределения перекрываются.

На практике возможно аппроксимировать верхнюю границу распределения суммы квадратов невязок (3.3) в отсутствие многолучевости с помощью соотношения (4.3). Для этого собрана большая статистика значений суммы квадратов невязок при различных значениях амплитуды входного сигнала и коэффициенты k_1/k_2 из (4.3) оце-

нены по методу Ньютона–Гаусса.

Отраженный сигнал считается обнаруженным, если сумма квадратов невязок аппроксимации БНН с помощью модели (2.2) превышает оценку для упомянутой верхней границы распределения.

Моделирование и статистическая обработка результатов позволили определить границы применимости данного метода детектирования многолучевого распространения⁴ (см. табл. 1).

Определение РНП прямого и отраженного сигналов. При положительном результате детектирования отраженной составляющей в сигнале, алгоритм обработки БНН предпринимает попытку оценить параметры прямого и отраженного сигналов. Для этого по аналогии с предыдущим подразделом оцениваются параметры модели, представленной суперпозицией двух корреляционных пиков

⁴ При увеличении времени некогерентного накопления возможно более эффективно обнаруживать многолучевость и на более низких ОСШ, однако в данной статье этот вопрос не рассматривается подробно.

Таблица 1

Границы применимости предложенного метода детектирования

Разность частот прямого/отраженного сигналов (Δf)	Не менее 15 Гц (~ 3 м/с)
Разность временных задержек прямого/отраженного сигналов ($\Delta \tau$)	Не менее 0,1 мкс
Разность мощностей прямого/отраженного сигналов (ΔC)	Не более 6 дБ
Мощность наиболее сильного из двух сигналов (C/N_0)	Не менее 30 дБГц

$$P_{MP}'(\beta_0, \beta_1) = C_0' R^2(\tau_0') \sin^2(f_0' T_{\text{COH}}) + C_1' R^2(\tau_1') \sin^2(f_1' T_{\text{COH}}), \quad (5.1)$$

где R – значение корреляции сигнала и локальной реплики; β_0/β_1 – векторы параметров прямого/отраженного сигналов⁵, состоящие из (τ_0', f_0', C_0') и (τ_1', f_1', C_1') соответственно.

Значения модели (5.1) в частотных (f_k) и временных (τ_l) позициях, соответствующих процессу формирования БНН, можно выразить как

$$P_{MP}'(\beta_0, \beta_1, f_k, \tau_l) = C_0' R_{\text{LUT}}^2(\tau_0' + \tau_l) \times \sin^2((f_0' + f_k) T_{\text{COH}}) + C_1' R_{\text{LUT}}^2(\tau_1' + \tau_l) \sin^2((f_1' + f_k) T_{\text{COH}}), \quad (5.2)$$

где R_{LUT} – табличное значение корреляции сигнала и локальной реплики для имеющейся системы обработки сигнала.

В данном случае достаточно остро встает вопрос выбора начальных условий β_0 и β_1 для модели. Предлагается следующий алгоритм решения данной задачи.

Шаг 1. Нахождение глобального максимума БНН, оценка параметров первого сигнала по найденному максимуму (обозначим его P1).

Шаг 2. Анализ разности БНН и P1 (обозначим ее D1). В случае наличия в D1 нескольких локальных максимумов с большой мощностью (более чем $(C/N_0 - 6)$ дБГц), задержка и мощность P1 уменьшаются, повторяется Шаг 2.

Шаг 3. Нахождение глобального максимума разности D1. Оценка параметров второго сигнала по найденному максимуму

(обозначим его P2).

Шаг 4. Анализ разности (D1–P2) (обозначим ее D2). В случае наличия в D2 глобального максимума большой мощности (более чем $(C/N_0 - 6)$ дБГц), делается предположение о наличии третьего отраженного сигнала⁶ и выбор начальных параметров считается неудавшимся. В подобном случае необходимо использовать другую модель для аппроксимации, его рассмотрение выходит за рамки данной статьи.

При успешном выборе начальных оценок РНП предполагаемых сигналов, их уточнение производится с помощью метода Ньютона–Гаусса, аналогично с данным подразделом. Отличием является оптимизируемая функция:

$$F(\beta_0, \beta_1) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^L r_{k,l}^2; \quad (6)$$

$$r_{k,l} = (P(f_k, \tau_l) - P_{MP}'(\beta_0, \beta_1, f_k, \tau_l)),$$

где M – число частотных позиций в БПФ; L – число корреляторов.

Полученные значения параметров сигналов проходят дополнительную формальную проверку, состоящую из следующих условий:

1. Разность мощностей сигналов не должна превышать 6 дБ.
2. Разность задержек сигналов должна быть не более 0,9 мкс.
3. Разность частот сигналов должна быть не более 45 Гц.
4. Мощности обоих сигналов должны лежать в промежутке [24:48] дБГц.

В случае нарушения условий 1–3, счи-

⁵ Индекс ноль соответствует прямому, единица – отраженному сигналам.

⁶ При моделировании ситуаций с одним отраженным сигналом наличие глобальных максимумов большой мощности в анализируемой на Шаге 4 разности установлено не было.

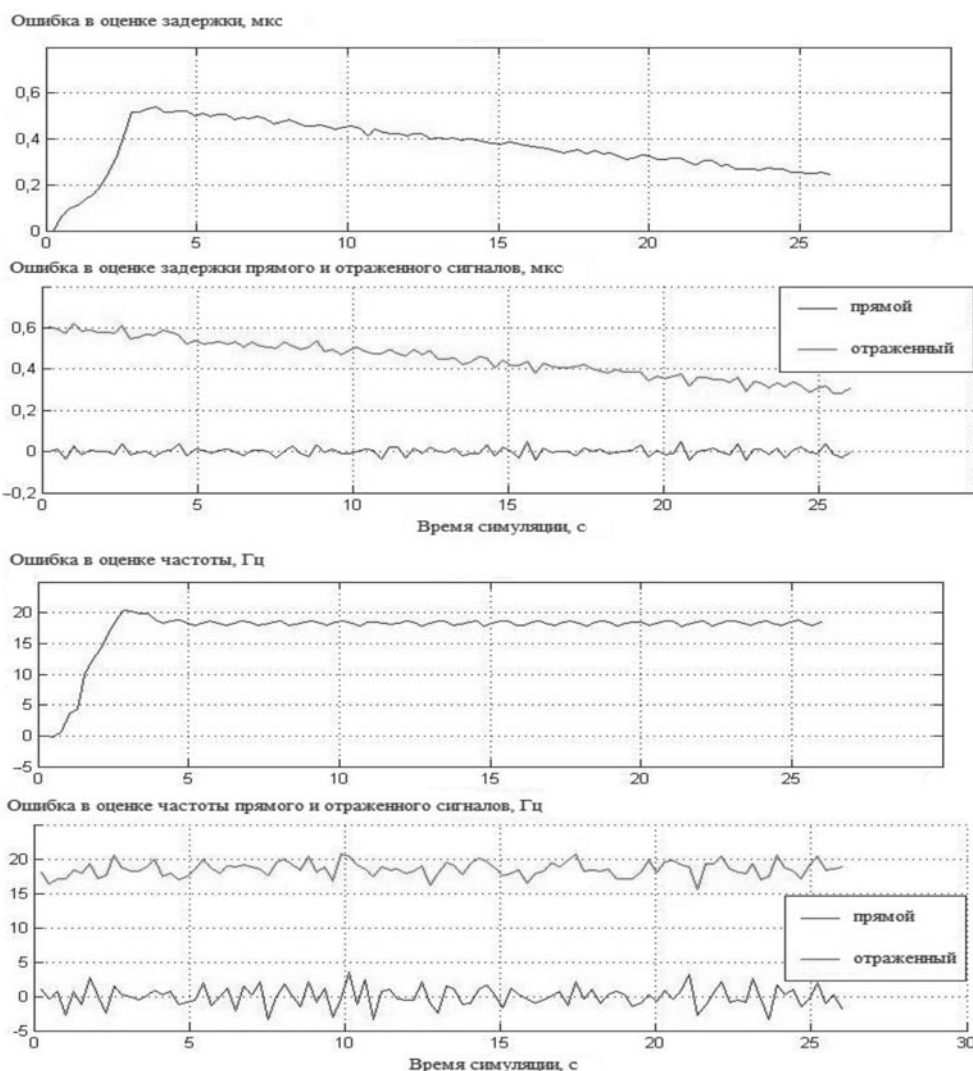


Рис. 3. Результаты тестирования на одном из сценариев

таем, что влияние отраженного сигнала на прямой является незначительным.

Пример работы метода

Работа предлагаемого метода протестирована с помощью аппаратного многоканального симулятора GPS сигнала GSS-6300 компании Spirent. БНН, сформированные приемником при проигрывании сценариев с различной конфигурацией параметров прямого и отраженного сигналов, обрабатывались с помощью предлагаемого метода с целью оценки его способности эффективно обнаруживать отраженный сигнал и формировать оценки РНП прямого.

На рис. 3 показаны результаты оценки параметров прямого и отраженного сигналов в одном из сценариев. В «нулевой» момент был добавлен отраженный сигнал на 3 дБ превышающий мощность прямого и отстоящий от него на 0,6 мкс по времени и на 18 Гц по частоте. Имитировался случай сближения приемника и отражающей поверхности при частичном ослаблении прямого сигнала⁷. Начальная мощность прямого сигнала составляла 32 дБГц.

Представленные результаты показыва-

⁷ Например, при прохождении сигнала через крону деревьев.

Таблица 2

Результаты тестирования метода

$f_{MP} \setminus C/N_0$, Гц	30 дБГц	35 дБГц	40 дБГц
15	Avg($\Delta\tau$) = 0,0171; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0117; Avg(Δf) = 2,5348; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,7988	Avg($\Delta\tau$) = 0,0181; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0079; Avg(Δf) = 2,7516; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,5009	Avg($\Delta\tau$) = 0,0188; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0048; Avg(Δf) = 2,9110; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,3187
23	Avg($\Delta\tau$) = 0,0117; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0140; Avg(Δf) = 3,2783; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,8985	Avg($\Delta\tau$) = 0,0136; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0073; Avg(Δf) = 3,5354; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,5857	Avg($\Delta\tau$) = 0,0134; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0056; Avg(Δf) = 3,6499; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,3971
31	Avg($\Delta\tau$) = 0,0106; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0122; Avg(Δf) = 3,6730; $\sigma^2(\Delta f)$ = 3,8080	Avg($\Delta\tau$) = 0,0105; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0087; Avg(Δf) = 3,4785; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,6551	Avg($\Delta\tau$) = 0,0103; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0055; Avg(Δf) = 3,6796; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,4031
39	Avg($\Delta\tau$) = 0,0028; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0144; Avg(Δf) = 2,1984; $\sigma^2(\Delta f)$ = 1,1169	Avg($\Delta\tau$) = 0,0055; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0088; Avg(Δf) = 2,4486; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,6659	Avg($\Delta\tau$) = 0,0050; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0062; Avg(Δf) = 2,5932; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,4314
47	Avg($\Delta\tau$) = -0,00003384; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0156; Avg(Δf) = 1,3665; $\sigma^2(\Delta f)$ = 1,2209	Avg($\Delta\tau$) = 0,0016; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0091; Avg(Δf) = 1,6059; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,6962	Avg($\Delta\tau$) = 0,0014; $\sigma^2(\Delta\tau)$ = 0,0054; Avg(Δf) = 1,7177; $\sigma^2(\Delta f)$ = 0,4660

ют неспособность в подобном случае классического EML-дискриминатора с узкой апертурой и классического частотного дискриминатора на основе функции atan давать правильные оценки РНП прямого сигнала. Оценки задержки и частоты постепенно сместились от истинных, равных нулю. В то же время, предложенный метод успешно детектирует отраженный сигнал, «разделяет» корреляционные пики прямого и отраженного сигналов и дает более точные оценки РНП прямого сигнала.

Тестирование метода

Результат работы предлагаемого метода зависит от мощности сигнала, а также от задержки и частотного сдвига отраженного сигнала относительно прямого. В табл. 2 представлены результаты статистической обработки оценок РНП, формируемых предлагаемым методом, при многократном (более 1000 раз) моделировании ситуации с

неблагоприятными условиями приема многолучевого сигнала: SMR = 3 дБ, задержка отраженного сигнала относительно прямого $\approx 0,1$ мкс.

В таблице следующие обозначения: f_{MP} – разность частот прямого и отраженного сигналов; $\Delta\tau$ и Δf – ошибка в оценке задержки (мкс) и частоты (Гц) прямого сигнала. Avg и σ^2 – их среднее значение и среднеквадратичное отклонение (СКО) соответственно. Как видно из представленных результатов, СКО ошибки снижается с ростом мощности сигнала. На низких отношениях C/N_0 возможно добиться меньшего СКО при повышении интервала некогерентного накопления $T_{МСОН}$, однако данный подход имеет обратную сторону: при движении пользователя возможно существенное изменение РНП сигнала за время $T_{МСОН}$ ⁸.

⁸ Данный вопрос требует дополнительного исследования.

В статье предложен и описан метод улучшения точности измерения РНП сигнала СРНС. Применение метода позволяет улучшить оценки РНП и мощности прямого сигнала при многолучевом распространении, что в свою очередь повышает качество позиционирования. Работа метода основана на применении частотно-временной модели корреляционного пика сигнала СРНС, формируемого и обрабатываемого системами слежения «без обратной связи». Преимуществами предложенного метода перед другими известными методами являются:

- возможность уменьшить ошибку слежения за частотой сигнала, что весьма важно для движущегося пользователя [10];
- применимость в случаях, когда мощность отраженного сигнала близка или превышает мощность прямого (в подобных случаях методы первой группы дают сильно смещенные оценки);
- метод не требует никаких аппаратных доработок архитектуры приемника, т. к. полностью реализуется программно;

- метод не требователен к полосе обработки сигнала и работает при двусторонней ширине полосы 6 МГц.

Основной областью применения данного метода являются случаи с движущимся пользователем при плохих условиях приема прямого сигнала. Подобные случаи часто встречаются при движении по местам с плотной городской застройкой, где большое количество стеклянных и железобетонных поверхностей является источником сильных отраженных сигналов.

Слабые стороны метода – его малая применимость для случая со стационарным пользователем (замирание сигнала не будет иметь ярко выраженной цикличности за время $T_{\text{МСОН}}$), а также сравнительная вычислительная сложность. В настоящее время проходят исследования по адаптации предложенного метода к случаю с неподвижным пользователем, а также по расширению метода до более общего случая с большим количеством предполагаемых отраженных сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. McGraw, G.A. GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts [Электронный ресурс] / G.A. McGraw, M.S. Braasch // Proc. of the 1999 National Technical Meeting of The Institute of Navigation. –San Diego, CA, Jan. 1999. –P. 333–342.
2. Garin, L. Strobe & Edge Correlator – Multipath Mitigation for Code [Электронный ресурс] / L. Garin, Dr. F. van Diggelen, J.M. Rousseau // Proc. of ION GPS-96. –Kansas City, S. –Part 1. –P. 657–664.
3. Jones, Jason. Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator [Электронный ресурс] / Jason Jones, Pat Fenton, Brian Smith // Technical Report. –Novatel, Sept. 2004.
4. Sahnoudi, M. Fast Iterative Maximum-Likelihood Algorithm (FIMLA) for Multipath Mitigation in Next Generation of GNSS Receivers [Электронный ресурс] / M. Sahnoudi, M.G. Amin // IEEE Trans. On Wireless Communication, Nov. 2008. – Vol. 7. –№ 11.
5. van Nee, Richard DJ. The Multipath Estimating Delay Lock Loop: Approaching Theoretical Accuracy Limits [Электронный ресурс] / Richard DJ. van Nee, Jaap Sierenveld, Patrick C Fenton [et al.] // Proc. of 1994 IEEE Position, Location and Navigation Symp. (PLANS'94). –P. 246–251.
6. Weill, L. Achieving Theoretical Accuracy Limits for Pseudorange in the Presence of Multipath [Электронный ресурс] / L. Weill // Proc. of the 8th Internat. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1995). –1995. –P. 1521–1530.
7. Sahnoudi, M. Multipath mitigation techniques using maximum-likelihood principle [Text] / M. Sahnoudi, R. Landry Jr.// Inside GNSS. –2008. –Vol. 3. –№ 8. –P. 24–29.
8. Braasch, M. Comparison of Two Approaches for GNSS Receiver Algorithms: Batch Processing and Sequential Processing Considerations [Электронный ресурс] / M. Braasch // Proc. of the 18th Internat. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005), Long Beach, CA, Sept. 2005. –P. 200–211.
9. Pratap, Misra. Global Positioning System: Signal, Measurements and Performance [Text] / Pratap Misra, Per Enge. – 2nd Ed. –Ganga-Jamuna Press, 2006.
10. Михайлов, Н.В. Использование сверхдлинных когерентных накоплений для устранения ошибок многолучевости в приемнике СРНС [Текст] / Н.В. Михайлов, С.С. Поспелов, М.В. Васильев, Д.Е. Юдакин, П.В. Глушков // Труды XVIII Санкт-Петербургской междунар. конф. по

интегрированным системам. –2011. –С. 330–335.

11. **Михайлов, Н.В.** Опыт использования метода SOFTFLEX в аппаратуре потребителей спутниковой навигации [Текст] / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков // Труды XIX Санкт-Петербургской междунар. конф. по интегрированным системам. –2012. –С. 324–330.

12. **Kunysz, W.** A Three Dimensional Choke Ring Ground Plane Antenna [Электронный

ресурс] / W. Kunysz // Proc. of the 16th Internat. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003). –Portland, OR, Sept. 2003. –P. 1883–1888.

13. **Amin, M.G.** A Novel Interference Suppression Scheme for Global Navigation Satellite Systems Using Antenna Array [Электронный ресурс] / M.G. Amin, W. Sun // IEEE J. on Selected Areas in Communications. –2005. –№ 23 (5). –P. 999–1012.

REFERENCES

1. **McGraw G.A., Braasch M.S.** GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts; Proc. of the 1999 National Technical Meeting of The Institute of Navigation; San Diego, CA, Jan. 1999. –P. 333–342.

2. **Garin L., van Diggelen Dr.F., Rousseau J.M.** Strobe & Edge Correlator Multipath Mitigation for Code; Proceedings of ION GPS-96; Kansas City, S, Part 1. –P. 657–664.

3. **Jones Jason, Fenton Pat, Smith Brian.** Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator; Technical Report; Novatel, Sept. 2004.

4. **Sahmoudi M., Amin M.G.** Fast Iterative Maximum-Likelihood Algorithm (FIMLA) for Multipath Mitigation in Next Generation of GNSS Receivers; IEEE Trans. On Wireless Communication, Nov. 2008. –Vol. 7. –№ 11.

5. **Richard DJ. van Nee, Jaap Siereveld, Patrick C Fenton, Bryan R Townsend.** The Multipath Estimating Delay Lock Loop: Approaching Theoretical Accuracy Limits; Proc. of 1994 IEEE Position, Location and Navigation Symp. (PLANS'94). –P. 246–251.

6. **Weill L.** Achieving Theoretical Accuracy Limits for Pseudorange in the Presence of Multipath; Proceedings of the 8th Internat. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1995). –1995. –P. 1521–1530.

7. **Sahmoudi M., Landry Jr. R.** Multipath mitigation techniques using maximum-likelihood

principle; Inside GNSS. –2008. – Vol. 3. –№ 8. –P. 24–29.

8. **Braasch M.** Comparison of Two Approaches for GNSS Receiver Algorithms: Batch Processing and Sequential Processing Considerations; Proc. of the 18th Internat. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005). – Long Beach, CA, Sept. 2005. –P. 200–211.

9. **Pratap Misra, Per Enge.** Global Positioning System: Signal, Measurements and Performance; 2 nd Ed. –Ganga-Jamuna Press, 2006.

10. **Mikhailov N.V.** Method of Extra-long Coherent Accumulation for Multipath Mitigation in GNSS Receiver; Proc. of the 18th St.-Petersburg Internat. Conf. on Integrated Navigation Systems, 2011. –P. 330–335. (rus)

11. **Mikhailov N.V.** Use of the SoftFlex Approach in the User Equipment for Satellite Navigation; Proc. of the 19th St.-Petersburg Internat. Conf. on Integrated Navigation Systems. –2012. –S. 324–330. (rus)

12. **Kunysz W.** A Three Dimensional Choke Ring Ground Plane Antenna; Proc. of the 16th Internat. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003). –Portland, OR, Sept. 2003. –P. 1883–1888.

13. **Amin M.G., Sun W.** A Novel Interference Suppression Scheme for Global Navigation Satellite Systems Using Antenna Array; IEEE J. on Selected Areas in Communications. –2005. –№ 23 (5). –P. 999–1012.

ГЛУШКОВ Петр Валерьевич – инженер, компания *i-Free*.
197110, Санкт-Петербург, ул. Лодейнопольская, д. 5, лит. А.
E-mail: pglushkov@gmail.com

GLUSHKOV, Peter V. *i-Free company*.
197110, Lodeynopolskaya Str. 5 A, St.-Petersburg, Russia.
E-mail: pglushkov@gmail.com

МИХАЙЛОВ Николай Викторович – доцент кафедры бортовой радиоэлектронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, кандидат технических наук.

190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, д. 67.
E-mail: nmikhailov@softnav.ru

MIKHAILOV, Nikolai V. *Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation.*
190000, B. Morskaya Str. 67, St.-Petersburg, Russia.
E-mail: nmikhailov@softnav.ru

ЮДАКИН Дмитрий Евгеньевич – аспирант кафедры медицинской радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, д. 67.

E-mail: dyudakin@softnav.ru

YUDAKIN, Dmitry E. *Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation.*

190000, B. Morskaya Str. 67, St.-Petersburg, Russia.

E-mail: dyudakin@softnav.ru