

М. М. КАНУЖ, А. В. КЛОКОВ

АДАПТИВНЫЙ АНСЦЕНТНЫЙ ФИЛЬТР КАЛМАНА ДЛЯ СЛЕЖЕНИЯ ЗА GPS-СИГНАЛАМИ ПРИ НЕИЗВЕСТНОЙ И ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ВО ВРЕМЕНИ КОВАРИАЦИИ ШУМА

В статье описывается новый адаптивный ансцентный фильтр Калмана (ААФК), предназначенный для оценки радионавигационных параметров системы слежения за GPS-сигналами в зашумленных средах и на высокодинамичном объекте. Результаты проведенных экспериментов показали, что предложенная методика на основе ААФК повышает минимальный уровень сигнала, при котором обеспечивается слежение, на 8 дБ по сравнению с обычной методикой и на 3 дБ по сравнению с методом слежения на основе фильтра Калмана. При этом одновременно улучшается точность измерений частоты Доплера.

Ключевые слова: слежение за GPS-сигналами, радионавигационные параметры, фазовая автоподстройка, частотная автоподстройка, адаптивный ансцентный фильтр Калмана.

Введение

Задачи проектирования надежных систем слежения за радионавигационными параметрами (РНП) сигналов в приемниках спутниковой радионавигационной системы (СРНС) привлекают особое внимание на протяжении многих лет. Глобальная система позиционирования (GPS) и российская спутниковая система навигации ГЛОНАСС являются самыми распространенными СРНС в мире. Они используют сигналы с двоичной фазовой манипуляцией. В связи с этим алгоритмы обработки GPS-сигналов можно использовать и в приемниках системы ГЛОНАСС. GPS-приемники широко применяются в автомобилях, самолетах и мобильных телефонах для определения местоположения и скорости навигационной аппаратуры потребителя (НАП) в открытом или закрытом пространстве. Однако прием GPS-сигналов затруднен в условиях плотной городской застройки, лесах, внутри зданий [1]. В этом случае обычные GPS-приемники не обеспечивают надежное определение местоположения. Кроме того, затруднено также слежение за GPS-сигналами, принимаемыми на беспилотных высокодинамичных аппаратах, где они могут подвергаться резким случайным доплеровским смещениям [1]. Известно, что слежение за GPS-сигналом является основным этапом, обеспечивающим оценки РНП. В обычном GPS-приемнике, как правило, используются три схемы слежения за несущей: фазовая автоподстройка (ФАП), частотная автоподстройка (ЧАП) и ФАП с использованием вспомогательной ЧАП (англ. *FLL-assisted PLL*) [1–3]. Основным ограничением этих схем

Кануж Мотаям Мохамад. Аспирант, кафедра радиофизики, Национальный исследовательский Томский государственный университет (НИ ТГУ) (Томск).

Клоков Андрей Владимирович. Кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиофизики, НИ ТГУ. ORCID: 0000-0002-6347-7768.

слежения в динамических условиях является то, что их качество ухудшается при увеличении времени когерентного накопления. Для сохранения работоспособности системы слежения (СС) необходимо, чтобы произведение ширины полосы пропускания цепи B и времени когерентного накопления T оставалось близким к нулю ($BT < 0,5$) [1]. При увеличении этого произведения цепи становятся неустойчивыми. Работа при высоком уровне шумов требует узкой полосы пропускания цепи ФАП и более длительного времени когерентного накопления. Вместе с тем, когда приемник работает на высокодинамичном объекте, полоса пропускания ФАП должна быть увеличена, а время когерентного накопления – уменьшено [1]. Для преодоления этого ограничения были предложены альтернативные подходы к построению СС за GPS-сигналом [4–5]: на сегодняшний день с этой целью широко применяется фильтр Калмана (ФК) [6–9], который обеспечивает оптимальные оценки РНП по измерениям, предполагающим наличие белого гауссовского шума (БГШ). Была осуществлена оптимизация этого фильтра с целью повышения производительности схемы слежения в условиях приема слабых сигналов [7, 10], на высокодинамичном объекте [11–12] и в обоих случаях [6, 13].

Можно выделить три подхода построения СС за РНП:

- схема слежения с замкнутой цепью обратной связи (англ. closed loop). В этом подходе оценки РНП обновляются с помощью обратной связи с опорным генератором. Тем не менее, когда сигнал очень слаб, вероятность срыва слежения увеличивается из-за неправильной информации обратной связи [1–5];
- схема слежения с разомкнутой цепью обратной связи (англ. open loop). В этой системе нет обратной связи с опорным генератором. Было обнаружено, что разомкнутая цепь слежения обладает хорошей производительностью благодаря присущей ей стабильности. Эта схема применяется для обработки слабых сигналов [14–15]. Ради стабильности в разомкнутой цепи приходится жертвовать точностью оценки РНП и увеличивать вычислительные затраты;
- схема слежения с квазиразомкнутой цепью обратной связи (англ. quasi-open loop). При данном подходе к построению СС схемы с разомкнутой и замкнутой цепями комбинируются. Это обеспечивает удовлетворительную производительность. В работах [15–16] была предложена архитектура квазиразомкнутой цепи для повышения стабильности и точности оценки РНП.

В последнее время растет интерес к применению ансамбльного фильтра Калмана (АФК) в системах слежения за СРНС-сигналами. АФК является одной из модификаций класса сигма-точечных алгоритмов фильтра Калмана (англ. sigma-point Kalman filter, SPKF) [17]. Он обеспечивает более корректное решение нелинейных задач по сравнению с расширенным фильтром Калмана и формирует субоптимальные оценки вектора состояния по критерию минимума среднеквадратичной погрешности оценки [17]. В работе [18] был рассмотрен сигма-точечный алгоритм фильтра Калмана для слежения за СРНС-сигналами в некогерентном режиме. В работе [19] была рассмотрена квазиоптимальная оценка параметров сигналов СРНС в режиме когерентного приема с использованием алгоритма сигма-точечного фильтра Калмана. Отличие настоящей статьи заключается в использовании модели динамики вектора состояния и модели измерения. Вместе с тем при слежении за GPS-сигналами на фоне шума производительность стандартного АФК становится хуже, если оцененный уровень шума наблюдения не соответствует фактическому. Для устранения это-

го недостатка применяется адаптивный АФК [20], который может учитывать изменения уровня шума измерений.

В статье предлагается новый подход к построению квазиразомкнутой цепи слежения за РНП на основе адаптивного ансцентного фильтра Калмана (ААФК), позволяющий повысить устойчивость СС и выполнить точную оценку РНП в условиях малой мощности принимаемых GPS-сигналов и высокодинамичного объекта. В данной цепи слежения формируются оценки следующих РНП: фазы несущей $\hat{\theta}$, доплеровской частоты $\hat{f}_d$ и скорости ее изменения $\hat{f}_d'$. Проведен анализ точности оценок этих РНП, а также сравнение с обычной СС (*FLL-assisted PLL*) и СС на основе ФК.

Этапы обработки GPS-сигнала

Принятые GPS-приемником спутниковые сигналы имеют три составляющие: навигационные данные, псевдослучайные последовательности (С/А-коды) и несущую. Период одного С/А-кода равен 1 мс, а период одного бита навигационных данных – 20 мс [1]. После приема спутникового сигнала антенной GPS-приемника, частотного преобразования и дискретизации начинается этап его цифровой обработки, основанный на канальной структуре. Каждый канал предназначен для обработки данных, полученных от одного космического аппарата (КА), включая поиск сигнала по частоте и задержке, слежение за ним и демодуляцию навигационных данных.

Модель цепи слежения за РНП на основе АФК

АФК позволяет рекуррентно вычислить субоптимальную оценку, которая является более точной по сравнению с оценкой ФК [17]. Основная идея АФК заключается в использовании небольшого конечного набора сигма-точек, выбранных определенным образом с помощью УТ-преобразования.

УТ-преобразование (англ. *unscented transformation*) – это метод вычисления статистических свойств случайной переменной, подвергшейся нелинейному преобразованию. В основе метода лежит предположение о том, что с помощью определенного набора взвешенных точек можно оценить среднее значение и ковариацию случайной переменной.

УТ-преобразование

Подробное описание УТ-преобразования представлено в [17]. Рассмотрим L -мерную случайную величину x , подвергающуюся нелинейному преобразованию $y = f(x)$. Предположим, что x имеет нормальное распределение со средним значением $\bar{x}$ и ковариацией ошибок P_x :

$$\begin{aligned}\bar{x} &= M(x), \\ P_x &= M[(x - \bar{x})(x - \bar{x})^T].\end{aligned}$$

Для вычисления первых двух моментов функции f генерируется набор из $2L+1$ сигма-точек (χ_i) и их весов с помощью УТ-преобразования. Этот набор имеет вид:

$$\begin{cases} \chi_i = \bar{x}; W_0^m = \lambda / (L + \lambda); W_0^c = \lambda / (L + \lambda) + (1 - \alpha^2 + \beta), \\ \chi_i = \bar{x} + (\sqrt{(L + \lambda)P_x})_i; W_i^m = W_i^c = 1 / 2(L + \lambda); i=1, \dots, L, \\ \chi_i = \bar{x} - (\sqrt{(L + \lambda)P_x})_i; W_i^m = W_i^c = 1 / 2(L + \lambda); i = L + 1, \dots, 2L, \end{cases} \quad (1)$$

где $\lambda = \alpha^2(L + \kappa) - L$; α, κ, β – масштабные параметры, влияющие на разброс сигма-точек; W_i – веса. Для нормального распределения принято задавать значения этих параметров: $\alpha = 0,001$, $\kappa = 0$, $\beta = 2$. После этого сформированные сигма-точки подвергаются нелинейному преобразованию:

$$y_i = f(\chi_i); \quad i=0, \dots, 2L.$$

Среднее значение и ковариация y_i оцениваются следующим образом:

$$\bar{y} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m y_i,$$

$$P_y = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c [(y_i - \bar{y})(y_i - \bar{y})^T].$$

Система слежения на основе АФК

Известно, что обычная система слежения с замкнутой цепью состоит из корреляторов, дискриминаторов РНП, цифрового следающего фильтра и опорных генераторов [1]. В отличие от замкнутых цепей, которые в режиме слежения оценивают фазовую ошибку между принимаемым и опорным сигналами, метод слежения на основе АФК с квазиразомкнутой цепью непосредственно оценивает фазу несущей принимаемого сигнала. При этом в структуре СС на основе АФК не содержится отдельных блоков дискриминаторов РНП и следающих фильтров. Это позволяет снизить ограничения, вызванные диапазоном линейной работы дискриминатора и полосой пропускания цепи. Эта система также дает возможность обновления опорного генератора после M периодов когерентного накопления, а не после каждого, как в обычных системах с замкнутой цепью. Таким образом, СС на основе АФК считается квазиразомкнутой цепью, поскольку она работает как разомкнутый контур между M -м и $(M+1)$ -м периодами когерентного накопления. На рис. 1 представлена структурная схема СС на основе АФК в одном канале приемника, на вход которой поступает сигнал r_{IF} на промежуточной частоте.

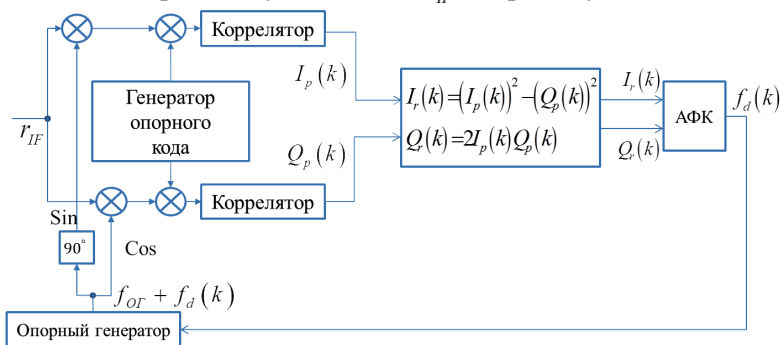


Рис. 1. Структурная схема СС на основе АФК

Для выполнения слежения в каждом канале приемника происходит исключение составляющей на несущей частоте путем умножения принятого сигнала на гармонические сигналы с опорного генератора, а затем умножением на опорный код (рис. 1). Следующим шагом является определение синфазной $I_p(k)$ и квадратурной $Q_p(k)$ составляющих корреляционного интеграла в момент времени k на интервале когерентного накопления. В системе слежения на основе АФК непрерывная модель вектора состояния (ВС) описывается следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ f_d' \\ f_d'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ f_d \\ f_d' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{or} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_b \\ w_d \\ w_a \end{bmatrix},$$

где θ – фаза несущей; f_d – сдвиг Доплера несущей частоты; f_d' – скорость изменения Доплера; f_{or} – частота опорного генератора; w_b, w_d, w_a – непрерывные БГШ со спектральными мощностями q_b, q_d и q_a . В фильтре используется дискретный аналог ВС:

$$x_{k+1} = Fx_k + \begin{bmatrix} f_{or}(k)T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + W_k, \quad (2)$$

где $x_k = \begin{bmatrix} \theta(k) \\ f_d(k) \\ f_d'(k) \end{bmatrix}$ – вектор состояния в момент k ,

$$F = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ – переходная матрица;}$$

T – время когерентного накопления;

W_k – БГШ с ковариационной матрицей Q .

Алгоритм АФК использует выходы корреляторов в качестве наблюдений. Выходы корреляторов $I_p(k)$ и $Q_p(k)$ описываются следующим образом:

$$\begin{cases} I_p(k) = AD(k) \cos(\bar{\theta}(k)) + \omega_I(k), \\ Q_p(k) = AD(k) \sin(\bar{\theta}(k)) + \omega_Q(k), \end{cases} \quad (3)$$

где A – амплитуда сигнала; $D(k)$ – бит навигационных данных в момент k ; $\bar{\theta}(k) = \theta(k) + f_d(k)T/2 + f_d'(k)T^2/6$ – среднее значение фазы несущей за интервал времени длительностью T ; $\omega_I(k)$ и $\omega_Q(k)$ – взаимно некоррелированные БГШ с плотностью вероятности $N(0, \sigma_{IQ}^2)$; σ_{IQ} – среднеквадратическое отклонение (СКО). Следует отметить, что использование $I_p(k)$ и $Q_p(k)$ непосредственно в качестве наблюдений может вызвать инверсию битов навигационных данных $D(k)$ в ходе корреляции. Во избежание этого формируется другой вектор наблюдения, который имеет вид:

$$\begin{cases} I_r(k) = (I_p(k))^2 - (Q_p(k))^2 = A^2 D^2(k) \cos(2\bar{\theta}(k)) + N_{r1}(k), \\ Q_r(k) = 2I_p(k)Q_p(k) = A^2 D^2(k) \sin(2\bar{\theta}(k)) + N_{r2}(k), \end{cases} \quad (4)$$

где $D^2(k) = 1$, поскольку значение битов навигационных данных $D(k) = \pm 1$; N_{r1} , N_{r2} – БГШ. Предполагается, что A имеет постоянное значение на одном периоде бита навигационных данных, то есть на интервале 20 мс. Амплитуду сигнала можно оценить следующим образом:

$$\hat{A} = \frac{1}{20} \sqrt{\sum_{n=k-20}^{n=k} [(I_p(n))^2 + (Q_p(n))^2]}.$$

Следовательно, вектор наблюдения $z(k)$ можно представить в виде

$$z(k) = \begin{bmatrix} \hat{A}^2 \cos(2\bar{\theta}(k)) \\ \hat{A}^2 \sin(2\bar{\theta}(k)) \end{bmatrix} + V_r(k) = h(\bar{\theta}(k)) + V_r(k), \quad (5)$$

где $V_r(k) = [N_{r1}(k) N_{r2}(k)]^T$ – вектор БГШ с ковариационной матрицей R . Таким образом, модель изменения РНП в системе слежения на основе АФК описывается выражениями (2) и (5).

Алгоритм АФК на основе УТ-преобразования

Пусть имеются оценка $\hat{x}_{k-1}$ определенного после (2) трехмерного нормально распределенного вектора состояния в момент $k-1$ и ковариационная матрица $P_{\hat{x},k-1}$ ее ошибок. Алгоритм АФК сводится к следующим шагам [17]:

- 1) вычислению экстраполированной оценки вектора состояния и ковариационной матрицы ее ошибок с учетом (2)

$$\hat{x}_{k|k-1} = F\hat{x}_{k-1} + \begin{bmatrix} T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} f_{or}(k), \quad P_{\hat{x},k|k-1} = FP_{\hat{x},k-1}F^T + Q;$$

- 2) генерации набора сигма-точек с использованием выражения (1)

$$\chi_{k|k-1}^{(*)} = [\hat{x}_{k|k-1} \quad \hat{x}_{k|k-1} + \sqrt{(3+\lambda)P_{\hat{x},k|k-1}} \quad \hat{x}_{k|k-1} - \sqrt{(3+\lambda)P_{\hat{x},k|k-1}}];$$

- 3) пересчету сигма-точек в область наблюдений

$$z_{k|k-1}^{(*)} = h(\chi_{k|k-1}^{(*)}),$$

где h – нелинейная тригонометрическая функция, представленная в (5);

- 4) вычислению экстраполированных наблюдений

$$\hat{z}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m z_{i,k|k-1}^{(*)};$$

- 5) вычислению ковариационной матрицы невязок $\tilde{z}_k$ наблюдений

$$P_{\tilde{z},\tilde{z}_k} = \left\{ \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (z_{i,k|k-1}^{(*)} - \hat{z}_{k|k-1}) (z_{i,k|k-1}^{(*)} - \hat{z}_{k|k-1})^T \right\} + R;$$

- 6) вычислению взаимной ковариационной матрицы ошибок экстраполяции вектора состояния и невязок

$$P_{\hat{x}_k \hat{z}_k} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (\chi_{i,k|k-1}^{(*)} - \hat{x}_{k|k-1})(z_{i,k|k-1}^{(*)} - \hat{z}_{k|k-1})^T;$$

- 7) вычислению матричного коэффициента усиления фильтра

$$K_k = (P_{\hat{x}_k \hat{z}_k})(P_{\hat{z}_k \hat{z}_k})^{-1};$$

- 8) вычислению текущей оценки вектора состояний и его ковариационной матрицы ошибок

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (\hat{z}_k - \hat{z}_{k|k-1}),$$

$$P_{\hat{x},k} = P_{\hat{x},k|k-1} - K_k P_{\hat{z}_k \hat{z}_k} K_k^T.$$

Процедура статистической оценки среднего значения и ковариации шумов

Вектор W_k содержит [8, 17]:

- фазовый и частотный шумы со спектральными мощностями q_b и q_d соответственно. Они являются шумовыми характеристиками генератора тактовых импульсов GPS-приемника;
- шум по ускорению со спектральной мощностью q_a , который представляет собой шум модели движения GPS-приемника.

Шум состояния моделируется случайным блужданием (англ. random walk) [17]. Эта модель показана на рис. 2.

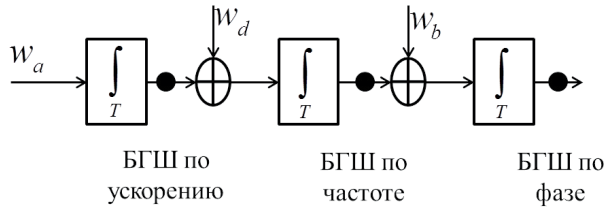


Рис. 2. Модель случайного блуждания

Таким образом, ковариационная матрица шумов состояния описывается следующим образом [6]:

$$Q = M(W_k W_k^T) = \left(\frac{f_{L_1}}{c} \right)^2 q_a \begin{bmatrix} \frac{T^5}{20} & \frac{T^4}{8} & \frac{T^3}{6} \\ \frac{T^4}{8} & \frac{T^3}{3} & \frac{T^2}{2} \\ \frac{T^3}{6} & \frac{T^2}{2} & T \end{bmatrix} + f_{L_1}^2 q_d \begin{bmatrix} \frac{T^3}{3} & \frac{T^2}{2} & 0 \\ \frac{T^2}{2} & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + f_{L_1}^2 q_b \begin{bmatrix} T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $f_{L_1} = 1575.420$ МГц – несущая частота принимаемого GPS-сигнала; c – скорость света. Значения q_d и q_b можно вычислить по формуле [8]

$$\begin{cases} q_d = 2\pi^2 h_{-2}, \\ q_b = h_0 / 2. \end{cases} \quad (7)$$

где h_0 и h_{-2} представляют собой h -параметры тактовых импульсов приемника. Значения h -параметров определяются типом генератора. В табл. 1 [17] приведены h -параметры (7) для управляемого термокомпенсированного генератора (англ. TCXO), используемого в СРНС-приемниках.

Т а б л и ц а 1

h -параметры TCXO

$h_0(c^2/\Gamma\text{ц})$	$h_{-2}(1/\Gamma\text{ц})$
2×10^{-19}	2×10^{-20}

Еще одним важным параметром является шум по ускорению q_a в единицах $(м/с^3)^2/\Gamma\text{ц}$, который определяется рывком вдоль линии визирования КА–НАП. В неподвижном GPS-приемнике или при движении с почти постоянной скоростью величина q_a может быть принята нулевой. На высокодинамичном объекте q_a может быть определена следующим образом [21]:

$$0,5 j_M T \leq \sqrt{q_a T} \leq j_M T, \quad (8)$$

где j_M – максимум рывка вдоль линии визирования КА–НАП. Таким образом, используя выражение (8), мы можем задать значение q_a , учитывая динамику приемника.

Для вычисления статистических свойств шума $V_r(k)$ из (5) вначале опишем случайный процесс в (3). Выходы корреляторов $I_p(k)$, $Q_p(k)$ имеют гауссовское распределение с плотностью вероятности $N(0, \sigma_s^2)$, где σ_s – СКО $I_p(k)$ и $Q_p(k)$. Более того, $\omega_I(k)$ и $\omega_Q(k)$ имеют одинаковое гауссовское распределение с плотностью вероятности $N(0, \sigma_{\omega}^2)$. Известно, что амплитуда A и фаза несущей $\theta(k)$ являются независимыми случайными переменными с распределением Рэлея и равномерным распределением соответственно [17]. Первый и второй начальные моменты амплитуды имеют вид:

$$\begin{aligned} \mu_{A,1} &= M(A) = \sigma_s \sqrt{\pi/2}, \\ \mu_{A,2} &= M(A^2) = 2\sigma_s^2. \end{aligned}$$

Мы будем рассматривать распределение шума наблюдения $N_{r1}(k)$ и $N_{r2}(k)$ в (4):

$$\begin{aligned} I_r(k) &= (I_p(k))^2 - (Q_p(k))^2 = A^2 \cos(2\bar{\theta}(k)) + 2A\omega_I(k) [\cos(\bar{\theta}(k)) - \sin(\bar{\theta}(k))], \\ Q_r(k) &= 2I_p(k)Q_p(k) = A^2 \sin(2\bar{\theta}(k)) + 2A\omega_Q(k) [\cos(\bar{\theta}(k)) + \sin(\bar{\theta}(k))]. \end{aligned} \quad (9)$$

Используя (3), (4) и (9), получаем:

$$\begin{aligned} N_{r1}(k) &= 2A\omega_I(k) [\cos(\bar{\theta}(k)) - \sin(\bar{\theta}(k))], \\ N_{r2}(k) &= 2A\omega_Q(k) [\cos(\bar{\theta}(k)) + \sin(\bar{\theta}(k))]. \end{aligned}$$

Очевидно, что средние значения случайных переменных $N_{r1}(k)$ и $N_{r2}(k)$ равны средним значениям $\omega_I(k)$ и $\omega_Q(k)$, которые равны нулю. Таким образом, среднее значение вектора шумов наблюдения $V_r(k)$ имеет вид:

$$\mu_V = [M(N_{r1}(k)) \quad M(N_{r2}(k))]^T = [0 \quad 0]^T.$$

Вторые начальные моменты переменных $N_{r1}(k)$ и $N_{r2}(k)$ также одинаковы и могут быть вычислены следующим образом:

$$\begin{aligned} M((N_{r1}(k))^2) &= M[(4A^2\omega_I^2(k))(1 - \sin(2\bar{\theta}(k)))] = \\ &= 4M(A^2)M(\omega_I^2(k))(1 + M(\sin(2\bar{\theta}(k)))) = 8\sigma_s^2\sigma_{IQ}^2, \\ M((N_{r2}(k))^2) &= M[(4A^2\omega_Q^2(k))(1 + \sin(2\bar{\theta}(k)))] = \\ &= 4M(A^2)M(\omega_Q^2(k))(1 - M(\sin(2\bar{\theta}(k)))) = 8\sigma_s^2\sigma_{IQ}^2. \end{aligned}$$

Таким образом, ковариацию случайных $N_{r1}(k)$ и $N_{r2}(k)$ запишем так:

$$\begin{aligned} \text{cov}(N_{r1}(k), N_{r2}(k)) &= M(N_{r1}(k)N_{r2}(k)) - M(N_{r1}(k))M(N_{r2}(k)) = \\ &= M[(4A^2\omega_I(k)\omega_Q(k))\cos(2\bar{\theta}(k))] - 0 = \\ &= 4M(A^2)M(\omega_I(k)\omega_Q(k))M(\cos(2\bar{\theta}(k))) = 0, \end{aligned}$$

где $M(\omega_I(k)\omega_Q(k)) = 0$, потому что $\omega_I(k)$ и $\omega_Q(k)$ являются независимыми; $M(\sin(2\bar{\theta}(k))) = M(\cos(2\bar{\theta}(k))) = 0$, так как $\theta(k)$ равномерно распределена на интервале от 0 до 2π рад. В результате ковариационная матрица шумов наблюдения описывается как

$$R = M((V_r(k) - \mu_V)(V_r(k) - \mu_V)^T) = \begin{bmatrix} 8\sigma_s^2\sigma_{IQ}^2 & 0 \\ 0 & 8\sigma_s^2\sigma_{IQ}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Из (10) очевидно, что R непосредственно связано с отношением C/N_0 , которое считается важным параметром, описывающим производительность GPS-приемника. C/N_0 является отношением мощности радиосигнала к спектральной мощности шума приемника в полосе 1 Гц (размерность дБ-Гц). Отношение C/N_0 описывается следующим образом [22]:

$$C / N_0 = 10 \log_{10} \left[\frac{A^2}{2T\sigma_{IQ}^2} \right]. \quad (11)$$

Матрица R в подходе на основе АФК описывает погрешности наблюдения, аналогичные погрешностям дискриминатора при обычном слежении. Известно, что в традиционно используемой цепи ФАП среднеквадратическое отклонение теплового шума на выходе дискриминатора с алгоритмом арктангенса вычисляется так [1]:

$$\sigma_{iPLL} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2T(C/N_0)} \right)}, \quad (12)$$

где B_n – полоса пропускания следящего фильтра. Из (10), (11) и (12) следует, что увеличение значений элементов в R при малых отношениях C/N_0 эквивалентно сужению полосы пропускания следящего фильтра в обычной СС, это может подавить шум цепи и повысить точность слежения. Необходимо отметить, что метод обычного слежения предполагает расширение полосы пропускания следящего фильтра для слежения за быстро движущимся приемником. При использовании метода слежения на основе АФК это приводит к возрастанию значений элементов в матрице Q (6).

Адаптация АФК при неизвестном шуме наблюдения

Заданная матрица шума наблюдения R (10), используемая в вышеприведенном алгоритме АФК, остается постоянной в ходе фильтрации. Вместе с тем стандартный АФК при слежении за GPS-сигналом в шумовых средах не может сохранять работоспособность, если R не соответствует фактическому уровню шума. В связи с этим разработан новый подход – с применением адаптивного АФК (ААФК), который учитывает изменения уровня шума наблюдения и адаптирует матрицу R . В работе R рекуррентно оценивается с помощью следующего метода [20]. Исходя из того, что истинное значение измерения в момент k имеет вид

$$z_k = h(x_k) + V_r(k), \quad (13)$$

невязка измерений описывается следующим образом:

$$\tilde{z}_k = z_k - h(\hat{x}_{k|k-1}). \quad (14)$$

Используя (13) и (14), получаем

$$\begin{aligned} \tilde{z}_k &= h(x_k) - h(\hat{x}_{k|k-1}) + V_r(k) \approx \\ &\approx H_{k|k-1}(x_k - \hat{x}_{k|k-1}) + V_r(k), \end{aligned} \quad (15)$$

где $H_{k|k-1} = \left. \frac{\partial h}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_{k|k-1}}$.

Известно, что ковариационная матрица экстраполированной оценки состояния имеет вид:

$$P_{\hat{x},k|k-1} = M[(x_k - \hat{x}_{k|k-1})(x_k - \hat{x}_{k|k-1})^T]. \quad (16)$$

Учитывая отсутствие корреляции между шумом измерения и ошибкой экстраполяции вектора состояния, ковариация невязки может быть вычислена с использованием (15) и (16):

$$\begin{aligned} M[\tilde{z}_k \tilde{z}_k^T] &= M[(H_{k|k-1}(x_k - \hat{x}_{k|k-1}))(H_{k|k-1}(x_k - \hat{x}_{k|k-1}))^T] + M(V_r(k)V_r^T(k)) = \\ &= H_{k|k-1}M[(x_k - \hat{x}_{k|k-1})(x_k - \hat{x}_{k|k-1})^T]H_{k|k-1}^T + R = H_{k|k-1}P_{\hat{x},k|k-1}H_{k|k-1}^T + R. \end{aligned}$$

Из этого следует, что

$$R = M[\tilde{z}_k \tilde{z}_k^T] - H_{k|k-1}P_{\hat{x},k|k-1}H_{k|k-1}^T. \quad (17)$$

$M[\tilde{z}_k \tilde{z}_k^T]$ можно аппроксимировать, применяя N отсчетов невязки на определенном интервале времени (интервале усреднения), например на 100 мс ($N = 100$), 500 мс ($N = 500$):

$$M[\tilde{z}_k \tilde{z}_k^T] = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N (\tilde{z}_{k-j} - \bar{z})(\tilde{z}_{k-j} - \bar{z})^T,$$

где $\bar{z} = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N \tilde{z}_{k-j}$ – среднее значение N последовательности невязок.

Таким образом, ковариация шума наблюдения R может быть оценена с использованием (17). Эту матрицу можно применить на шаге 5 в вышеприведенном алгоритме АФК. Следует отметить, что R имеет постоянное значение на каждом интервале усреднения. Чем дольше интервал усреднения, тем точнее сформирована оценка R . В реальных условиях не всегда есть возможность усреднения на длительных интервалах времени, что может привести к срыву слежения. В данной работе N составляет 200.

Условия моделирования, эксперименты и результаты

Верификация производительности предложенного алгоритма проводилась в программно-определяемом GPS-приемнике, который был реализован в среде Matlab. В работе использован модуль ADALM-PLUTO SDR (производство Analog Devices) для имитации GPS-сигналов. Данный модуль представляет собой программно-определяемую радиосистему (ПОР) (англ. software defined radio, SDR). Система была запрограммирована как 12 каналный имитатор GPS-сигналов на несущей частоте f_L . Радиочастотный сигнал, переданный имитатором, принимался другой ПОР – SDRplay RSPdx (производство SDRplay) и записывался в бинарный файл данных с частотой дискретизации 2,6 МГц и разрядностью квантования 16 бит. Считав данные бинарного файла, программно-определяемый GPS-приемник непосредственно обрабатывал GPS-сигнал и реализовывал алгоритм слежения на основе ААФК. На рис. 3 приведены используемые модули ПОР.



Рис. 3. Используемые в эксперименте модули ПОР

Сравнивались результаты СС с использованием предложенного алгоритма и обычной СС, построенной на дискриминаторах и цифровых следящих фильтрах, предусматривающей синтез ФАП второго порядка с поддержкой АПЧ первого порядка (*FLL-assisted PLL*) [2]; а также СС на основе ФК, в которой обычный ФК заменяет цифровой следящий фильтр и применяется только выход дискриминатора ФАП в качестве измерения вектора состояния, а АПЧ не применяется [6]. Параметры СС, взятые из [3, 7], приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры алгоритмов СС при моделировании

СС	T (мс)	Алгоритм дискриминатора ФАП	Алгоритм дискриминатора АПЧ	Параметры следящего фильтра	
				$B_{\text{ФАП}}$ (Гц)	$B_{\text{АПЧ}}$ (Гц)
Обычная	1	$\arctg\left(\frac{Q_p(k)}{I_p(k)}\right)$	$\arctg\left(\frac{\text{cross}}{\text{dot}}\right)$, где $\text{cross} = I_p(k-1)Q_p(k) - I_p(k)Q_p(k-1)$ $\text{dot} = I_p(k-1)I_p(k) - Q_p(k)Q_p(k-1)$	18	4
На основе ФК	1	$\arctg\left(\frac{Q_p(k)}{I_p(k)}\right)$	—	—	—
На основе ААФК	1	—	—	—	

В таблице использованы следующие обозначения: $B_{\text{ФАП}}$ – полоса пропускания следящего фильтра ФАП; $B_{\text{АПЧ}}$ – полоса пропускания следящего фильтра АПЧ. Согласно [2] значения $B_{\text{ФАП}}$ и $B_{\text{АПЧ}}$ рассчитаны на использование как на низко-, так и на высокочастотных объектах. Как показано в табл. 2, ААФК заменяет дискриминаторы и следящий фильтр обычной цепи слежения. Из этого следует, что применение ААФК позволяет устранить ограничения, обусловленные зоной линейной работы дискриминатора и полосой пропускания следящего фильтра. Вместе с тем ФК использует выход нелинейного дискриминатора ФАП на этапе наблюдения. Это означает, что ФК заменяет только следящий фильтр обычной цепи слежения.

Чувствительность приемника является важным параметром, когда речь идет о сравнении различных алгоритмов построения СС. Порог чувствительности приемника во всех алгоритмах сравнивался путем оценки C/N_0 . В ходе слежения за РНП в каждом алгоритме оценивался порог C/N_0 , ниже которого происходил срыв слежения. В настоящей работе значение C/N_0 оценивалось согласно [22]. Вторым параметром

тром для сравнения производительности СС является точность оценки доплеровской частоты. В проведенных экспериментах сравнивалась точность оценок доплеровской частоты, полученных во всех алгоритмах. Для удобства были обработаны данные одного канала, предназначенного для КА №6. Время когерентного накопления во всех экспериментах равно одному периоду С/А-кода, т.е. $T = 1$ мс. Ковариационная матрица шумов наблюдения R_k была адаптирована с использованием (17).

Эксперимент №1: сценарий сигнала малой мощности

Имитировался неподвижный GPS-приемник. При моделировании слабого сигнала задавались следующие условия. Вначале мощность сигнала КА №6 оставалась неизменной в течение 10 с, а затем на интервале с 10 до 60 с – уменьшалась на 0,25 дБ/с, пока отношение C/N_0 не достигло значения 23 дБ-Гц.

После того как был выполнен поиск спутниковых сигналов, был инициирован алгоритм слежения на основе ААФК, в котором использовались результаты этапа поиска, модель динамики приемника и шумовые характеристики имитатора для инициализации параметров ААФК: начальной оценки вектора состояния $\hat{x}_0$ и его ковариационной матрицы ошибок P_0 ; начальной ковариационной матрицы шумов состояния Q ; начальной ковариационной матрицы шумов наблюдения R_0 . Начальные параметры для СС на основе ААФК представлены в табл. 3, где f_0 было получено в результате поиска.

Т а б л и ц а 3

Начальные данные для СС на основе ААФК

Q			R_0	$\hat{x}_0$	Квадратные корни из диагональных элементов P_0		
$q_a (м/с^3)^2Гц$	$q_b (с^2/Гц)$	$q_d (1/Гц)$	r		$\sigma_\theta (рад)$	$\sigma_{f_{d,1}} (Гц)$	$\sigma_{f_{d,2}} (Гц/с)$
0	1×10^{-19}	8×10^{-19}	1	$[0 \ f_0 \ 0]^T$	2π	250	0

Для сравнения чувствительности СС были выполнены оценки C/N_0 в ходе слежения за РНП в каждом алгоритме. Оценки C/N_0 сравнивались с истинными значениями C/N_0 . На рис. 4 показана чувствительность трех алгоритмов слежения за РНП. Из рисунка видно, что оценки C/N_0 в алгоритме слежения на основе ААФК были наиболее близки к истинным значениям, особенно при уменьшении мощности принятого сигнала после 40 с слежения. Сравнение результатов показало, что порог C/N_0 , при котором происходил срыв слежения, в алгоритме ААФК

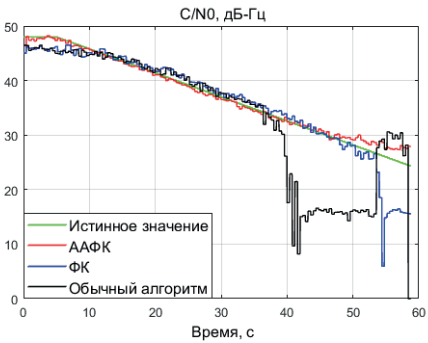


Рис. 4. Оценки C/N_0 в эксперименте №1

равен 24 дБ-Гц; в алгоритме ФК – 27 дБ-Гц; в обычном алгоритме – 32 дБ-Гц. Таким образом, алгоритм слежения на основе ААФК является лучшим из рассмотренных с точки зрения чувствительности. Он улучшает порог слежения примерно на 3 дБ и 8 дБ по сравнению с алгоритмом слежения на основе ФК и обычным алгоритмом соответственно, а кроме того, способен сохранять режим слежения дольше, чем два других.

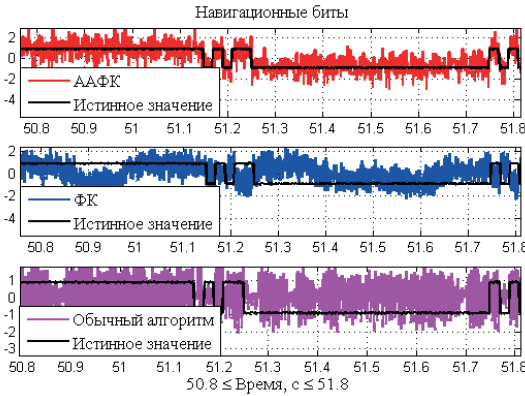


Рис. 5. Навигационные биты с 50,8 по 51,8 с при $C/N_0 = 28$ дБ-Гц

два других метода слежения. Это следует из того, что ААФК использует члены второго порядка разложения в ряд Тейлора нелинейных функций в (5). Тем не менее подход ФК оптимален для линейной фильтрации, хотя он предполагает использование нелинейного дискриминатора ФАП на этапе наблюдения, что снижает работоспособность СС при низких значениях отношения C/N_0 .

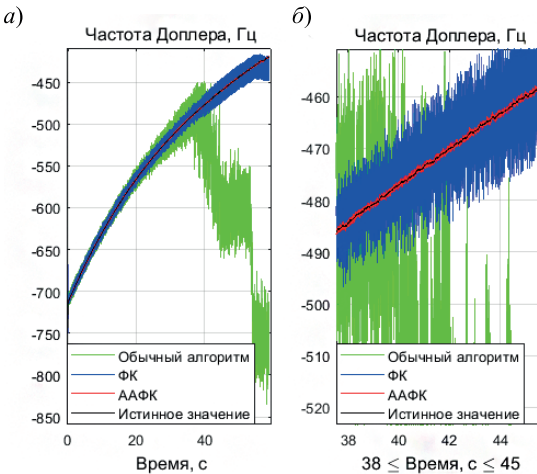


Рис. 6. Оценки смещения Доплера тремя алгоритмами:
а – весь период эксперимента;
б – с 38-й по 45-ю секунду

слежения, поэтому доплеровская частота определялась неверно. При этом СС на основе ФК корректно оценивала смещение Доплера до момента времени 53 с, при котором $C/N_0 \approx 27$ дБ-Гц. Затем в этой системе также происходил срыв слежения и погрешность оценки (± 25 Гц) превышала порог слежения. Тем не менее в отличие от двух

На рис. 5 показаны оценки навигационных битов, полученные в результате слежения тремя алгоритмами на интервале времени с 50,8 по 51,8 с, когда значение C/N_0 составляло примерно 28 дБ-Гц. Из рисунка видно, что навигационные биты, полученные обычным методом и с помощью ФК, содержат больше шума, чем биты, полученные методом ААФК.

Таким образом, данные результаты демонстрируют, что предложенный алгоритм обладает более эффективной способностью подавления шума, чем

Для сравнения точности СС были выполнены оценки доплеровской частоты. Мы будем считать, что порог слежения по смещению Доплера составляет 20 Гц [1]. На рис. 6, а представлены оценки смещения Доплера, полученные тремя алгоритмами. Для наглядности на рис. 6, б показаны оценки смещения Доплера на интервале времени с 38-й по 45-ю секунду. Как видно из рис. 6, а и б, доплеровская частота, взятая на выходе ААФК, имеет большую точность по сравнению с рассчитанной по обычному алгоритму и с полученной на выходе ФК. Отмечается, что с момента времени 40 с, при котором $C/N_0 \approx 32$ дБ-Гц, в обычной СС происходил срыв слежения,

методов слежения СС на основе ААФК корректно оценивала частоту Доплера до конца эксперимента. Более того, точность оценок частоты Доплера в этом подходе составила около ± 1 Гц (рис. 6, б). Таким образом, предложенный алгоритм позволяет значительно повысить точность оценок смещения Доплера в шумных средах. Это объясняется тем, что структура СС на основе ААФК обладает лучшими характеристиками слежения и устойчивости по сравнению со схемой на основе ФК и обычной схемой слежения.

Эксперимент №2: сценарий с высокой динамикой приемника

На рис. 7 показаны параметры движения приемника для высокودинамичного объекта. В этом сценарии уровень сигнала равен 45 дБ-Гц на всем интервале моделирования.

В этом эксперименте параметр q_a был задан в соответствии с (8). Остальные параметры приведены в табл. 3. Чувствительность слежения оценивалась путем формирования оценок C/N_0 , как показано на рис. 8. Из рисунка видно, что обычный алгоритм оценивает правильно C/N_0 (45 дБ-Гц) только при равномерном движении. Когда приемник ускоряется на интервалах (8,8–11,2) с и (15–17,5) с, оценки C/N_0 характеризуются большими погрешностями и уменьшаются с 45 дБ-Гц до 33 дБ-Гц.

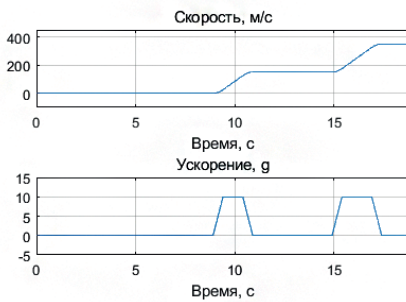


Рис. 7. Сценарий движения для высокودинамичного объекта

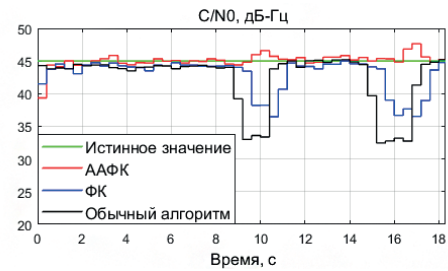


Рис. 8. Оценки C/N_0 в эксперименте №2

Таким образом, чувствительность при обычном подходе ухудшается, и приемник не может поддерживать режим слежения при наличии ускорения. Чувствительность слежения на основе ФК снижается с 45 дБ-Гц до 36 дБ-Гц. В отличие от двух упомянутых метод слежения на основе ААФК продолжает оценивать верно отношение C/N_0 . Таким образом, с точки зрения чувствительности слежения метод на основе ААФК имеет явное преимущество перед двумя остальными. На рис. 9, а и рис. 9, б показаны навигационные биты, полученные в результате слежения посредством трех алгоритмов на вышеуказанных двух интервалах времени, при которых ускорение приемника составляет 10 g. Значения навигационных битов, полученные из обычного алгоритма и алгоритма ФК, много раз расходились с истинными значениями. В отличие от этого биты, полученные из алгоритма ААФК, всегда совпадали с истинными битами.

Для сравнения точности СС были выполнены оценки доплеровской частоты. На рис. 10, а представлены оценки смещения Доплера, полученные с использованием трех алгоритмов. Отметим, что, когда приемник не ускорялся, т.е. вне вышеуказанных двух временных периодов, точность оценок частоты Доплера составляла около ± 10 Гц для обычного алгоритма и в СС на основе ФК, а в СС на основе ААФК – около ± 1 Гц. Для анализа поведения СС при наличии ускорения на рис. 10, б представ-

лены оценки смещения Доплера на интервале времени с 10,1 по 10,4 с. Из рисунка видно, что в обычном алгоритме погрешность в оценках составляет около ± 50 Гц, а в СС на основе ФК и ААФК – ± 25 Гц и ± 5 Гц соответственно. Оценки на основе ААФК имеют лучшую сходимость, чем оценки на основе ФК. Это следует из того, что ААФК оценивает среднее значение вектора состояния с помощью выбранных сигма-точек. Ступенчатый характер оценок доплеровского сдвига у обычного алгоритма и ФК связан с тем, что имитатор GPS-сигнала генерирует координаты навигационной аппаратуры потребителя и координаты спутников каждые 100 мс. В результате в этот период времени частота Доплера остается постоянной. В то же время оценки на данном интервале не совсем постоянны, а колеблются около некоторого значения, потому что все РНП оцениваются каждую 1 мс, поскольку время когерентного накопления составляет 1 мс.

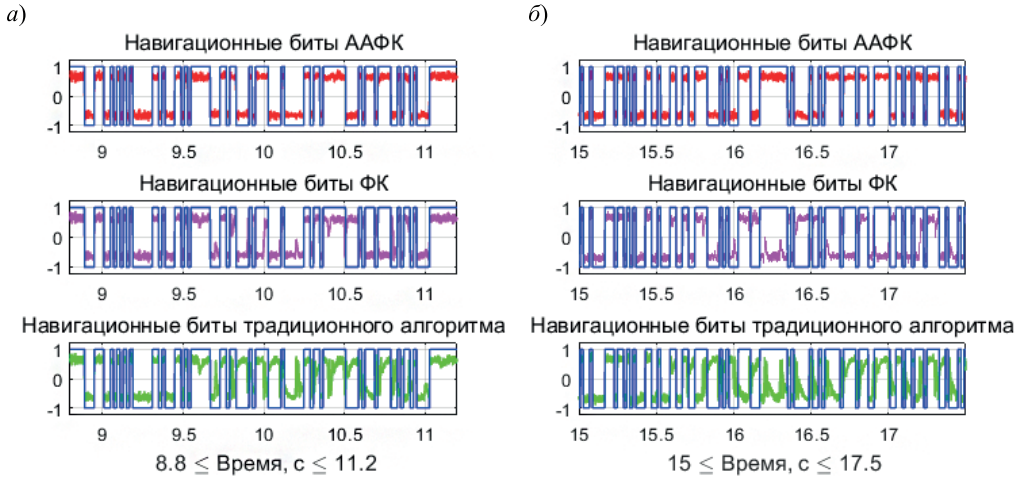


Рис. 9. Навигационные биты: а – с 8,8 по 11,2 с; б – с 15 по 17,5 с; синими кривыми обозначены истинные значения битов

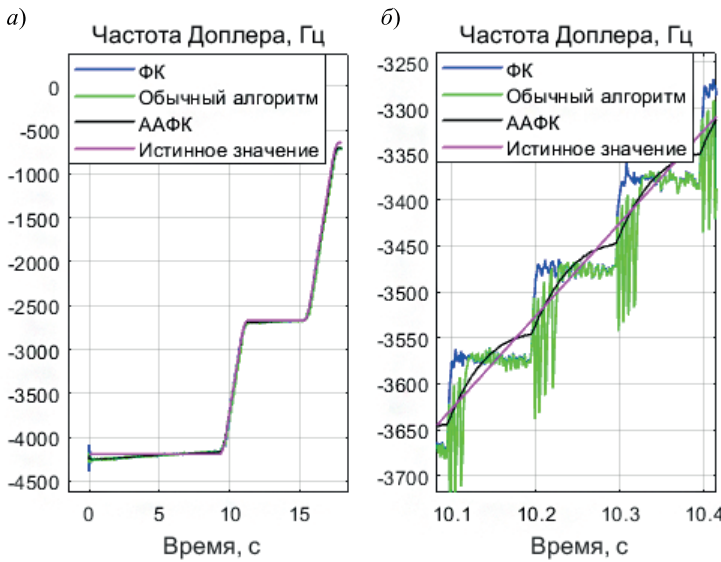


Рис. 10. Результаты эксперимента №2: а – оценки смещения Доплера по трем алгоритмам; б – оценки смещения Доплера на интервале с 10,1 по 10,4 с

Таким образом, предложенный алгоритм слежения демонстрирует большую чувствительность к изменению доплеровского сдвига по сравнению с алгоритмами на основе обычного подхода и ФК в условиях ускоренного движения. Новый подход также повышает точность оценок частоты Доплера. Следует отметить, что предложенный сценарий ускоренного движения является типичным для беспилотных летательных аппаратов, самолетов.

Заключение

В статье предложен новый адаптивный ансамбльный фильтр Калмана, предназначенный для оценивания радионавигационных параметров системы слежения за GPS-сигналами. Разработанный фильтр был протестирован с помощью программно-определяемых имитатора и приемника GPS-сигналов. Результаты обработки сигналов показали, что оценка параметров системы слежения с применением ААФК дает лучшие результаты, чем при использовании обычного подхода и ФК. Проведенный сравнительный анализ показал, что предложенная методика слежения на основе ААФК обладает лучшими характеристиками устойчивости и увеличивает чувствительность слежения на 8 дБ и 3 дБ по сравнению с обычным подходом и ФК соответственно. Помимо этого, ААФК повышает точность оценки частоты Доплера.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kaplan, E.D., Hegarty, C.G., *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd ed, London: Artech House, 2006.
2. Ward, P.W., Performance comparisons between FLL, PLL and a novel FLL-assisted-PLL carrier tracking loop under RF interference conditions, *Proc. ION GPS*, 1998, Nashville, TN, USA, pp. 783–795.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
4. Мухин К.А. Исследование системы слежения за задержкой спутникового навигационного сигнала в условиях узкополосной помехи // Вестник ЯрГУ. Серия «Естественные и технические науки». 2014. № 2. С. 55–61.
5. Hongyang, Z., Luping, Xu., Yue, J. and Xiaochen, M., A 2-step GPS carrier tracking loop for urban vehicle applications. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2017, vol. 28, no. 5, pp.817–826.
6. Кануж М.М., Клоков А.В., Парватов Г.Н., Потекаев А.Е. Новый подход в создании GPS систем позиционирования в динамических условиях приема с высоким уровнем шумов // Физика. 2021. Т 64. № 7. С. 134–144.
7. Hongyang, Z., Luping, X., Bo, Y., Hua, Z. and Liyan, L., Carrier estimation method based on MLE and KF for weak GNSS signals, *Sensors*, 2017, vol. 17, no. 7, p. 1468.
8. Rong, Y., Keck-Voon, L., Eng-Kee, P. and Yu, M., Generalized GNSS signal carrier tracking: part I-modeling and analysis, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, 2017, vol. 53, no. 4, pp. 1781–1797.
9. Rong, Y., Dongyang, X. and Yu, T.M., Generalized Multifrequency GPS Carrier Tracking Architecture: Design and Performance Analysis, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, 2020, vol. 56, no. 4, pp. 2548–2563.
10. Alireza, R., Demoz, G., and Dennis, M A., Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, 2008, vol. 44, no. 2, pp. 697–710.
11. Zhiyong, T., Tiejun, L. and Bo, B., Research on Satellite Signal Vector Tracking Based on Prefilter under High Dynamic Conditions, *Proc.4th International Conference on Signal and Image Processing*, IEEE, 2019, pp. 626–630.
12. Zhang, X., Guo, C. and Cao, J., The study of the impact of high dynamic environment on the GPS carrier tracking, *Proc. International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*, IEEE, 2013, pp. 673–676.

13. Xinlong, W., Xinchun, J., Shaojun, F. and Vincent, C., A high-sensitivity GPS receiver carrier-tracking loop design for high-dynamic applications, *GPS Solutions*, 2015, vol. 19, no. 2. pp. 225–236.
14. Frank, V.G., Andrey, S., Maarten, U.H., and Sanjeev, G., Closed-loop sequential signal processing and open loop batch processing approaches for GNSS receiver design, *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, 2009, vol. 3, no. 4, pp. 571–586.
15. Tahir, M., Presti, L. Lo and Fantino, M., Characterizing different open loop fine frequency estimation methods for GNSS receivers, *Proc. ION ITM*, 2012, pp. 311–355.
16. Esther, A., A frequency domain quasi-open loop tracking loop for GNSS receivers, *Proc. 19th ION GNSS*, 2006, pp. 790–798.
17. Robert, G.B. and Patrick, Y.C.H., *Introduction to random signals and applied Kalman filtering*, 4th ed, John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2012, p. 383.
18. Шаврин В.В., Филимонов В.А., Лебедев В.Ю., Тисленко В.И., Конаков А.С. Сигма-точный алгоритм фильтра Калмана в задаче оценки параметров сигналов ГНСС в некогерентном режиме слежения в аппаратуре автономной навигации космических аппаратов // Гироскопия и навигация. 2018, № 3 (102). С. 23–39.
19. Шаврин В.В., Филимонов В.А., Лебедев В.Ю., Тисленко В.И., Кравец А.П., Конаков А.С. Квазиоптимальная оценка параметров сигналов ГНСС в режиме когерентного приема с использованием алгоритма сигма-точного фильтра Калмана // Гироскопия и навигация. 2016. № 3 (94). С. 26–37.
20. Yang, M., Shesheng, G., Yongmin, Z., Gao, H. and Aleksandar, S., Covariance matching based adaptive unscented Kalman filter for direct filtering in INS-GNSS integration, *Acta Astronautica*, 2016, vol. 120, pp. 171–181.
21. Yang, R., GNSS signal tracking under weak signal or high dynamic environment, *PhD thesis*, Nanyang Technological University, Singapore, 2017.
22. Mohammad, S.S., Dennis, M.A. and Daniel, N.A., GPS C/N0 estimation in the presence of interference and limited quantization levels, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, 2007, vol. 43, no. 1, pp. 227–238.

Kanouj, M.M. and Klokov, A.V. (National Research Tomsk State University, Tomsk, Russia)

Adaptive Unscented Kalman Filter for Tracking GPS Signals in the Case of an Unknown and Time-Varying Noise Covariance, *Гироскопия и Навигация*, 2021, vol. 29, no. 3 (114), pp. 34–51.

Abstract. A new adaptive unscented Kalman filter (AUKF) is proposed to estimate the radio navigation parameters of a GPS signal tracking system in noisy environments and on a highly dynamic object. The experimental results have shown that the proposed AUKF-based method improves the GPS tracking margin by approximately 8 dB and 3 dB as compared to the conventional algorithm and the KF-based tracking, respectively. At the same time, the accuracy of Doppler frequency measurements increases as well.

Key words: GPS signal tracking, radio navigation parameters, phase-locked loop, frequency-locked loop, adaptive unscented Kalman filter.

Материал поступил 20.03.2021