

ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ РЕТРАНСЛЯЦИИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ GPS

В. В. ПРЯНИЧНИКОВ, С. В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Предложен способ оценивания координат и параметров движения мобильных объектов на основе ретрансляции сигналов GPS. Способ предусматривает ретрансляцию сигнала L_1 GPS на произвольную (свободную) частоту, прием прямого и ретранслированного навигационных сигналов наземным приемным пунктом с известными координатами, определение местоположения мобильного объекта суммарно-дальномерным способом с коррекцией измеряемых навигационных параметров по прямому навигационному сигналу и фильтрацию траектории объекта в соответствии с выбранной моделью движения. Проведена оценка эффективности предлагаемого способа и показана возможность оценивания координат мобильного объекта в реальном масштабе времени без постобработки со средними квадратическими ошибками порядка 2,5...4 м.

Abstract. A method for estimating coordinates and parameters of mobile objects' motion based on GPS signal retransmission is proposed. The method involves retransmitting an L_1 GPS signal to an arbitrary (free) frequency, receiving direct and retransmitted navigation signals by a control and management station with known coordinates, determining the location of a mobile object using a total-range method with correction of measured navigation parameters based on a direct navigation signal, and filtering the object's trajectory in accordance with a selected motion model. An assessment of the proposed method's effectiveness is made, and the possibility of estimating the coordinates of a mobile object in real time without postprocessing with mean square errors of about 2,5...3 m is shown.

Введение

В ряде практических применений актуальна задача высокоточного оценивания координат мобильных объектов и их управлением в реальном масштабе времени. В качестве примера можно привести задачу высокоточного определения координат сельскохозяйственной техники и беспилотных летательных аппаратов или при точном земледелии [1,2] или определение координат БЛА с бортовым радиолокатором с синтезированной апертурой для гуманитарного разминирования [3]. Традиционно указанная задача решается за счет использования комплексирования бортовой инерциальной навигационной системы, бортового навигационного приемника и наземной навигационной аппаратуры с реализацией режима RTK или PPP. Это требует использования навигационного приемника с высоким темпом выдачи данных (0,1 с и менее), наличия каналов связи между мобильным объектом и наземной навигационной аппаратурой с малой задержкой и большого времени постобработки, что исключает возможность использования навигационной информации для непосредственного управления мобильным объектом и является достаточно дорогостоящим решением.

В [4] предложен способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS, который является основой для предлагаемого способа определения координат мобильного объекта.

Цель статьи – обоснование способа определения координат мобильных объектов на основе ретрансляции сигналов GPS на частоте L_1 и характеристик аппаратуры для реализации способа.

Содержание способа на основе ретрансляции навигационных сигналов

Для оценивания координат мобильных объектов предлагается следующий способ. На мобильном объекте размещается ретранслятор навигационных сигналов на частоте $f_1=1575,42$ МГц GPS на некоторую частоту ретрансляции f_p . Частота ретрансляции в РБ может быть выбрана, например, в диапазонах 2400-2483,5 МГц, 5650-5725 МГц или 5785-5875 МГц которые разрешены для технологических сетей электросвязи и радиоэлектронных средств беспроводного широкополосного

доступа при соответствующем согласовании [https://belgie.by/en/kontrol_res_i_vchu/pirk_wi-fi]. Предпочтительным по загрузке является диапазон 5785-5875 МГц, в котором можно организовать

большое число каналов передачи с учетом относительно небольшой (1 МГц) ширины спектра сигнала GPS. Кроме того, из энергетических соображений может рассматриваться и более низкочастотный диапазон, например, 400...500 МГц.

В состав аппаратуры наземного приемного пункта (НПП) входит одночастотный навигационный приемник GPS и дополнительный канал приема на частоте f_p . Наземная аппаратура штатным образом принимает прямой навигационный сигнал, выделяет навигационное сообщение $D_{НС}(t)$ и измеряет псевдодальности до видимых навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ). Аналогично, наземная аппаратура принимает ретранслированный сигнал с использованием дополнительного приемного канала (рисунок 1).

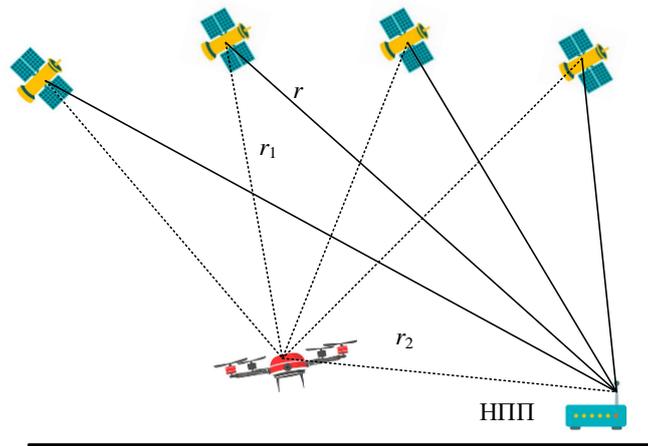


Рис. 1. Геометрия способа

Измеренные псевдодальности для i -го НИСЗ по прямому сигналу

$$\hat{r}_i = r_i + \delta r_{\text{ион}_i} + \delta r_{\text{тр}_i} + \delta r_{\text{вр}_i} + \delta r_{\text{эф}_i} + \delta r_{\text{фл}_i}, \quad (1)$$

включают истинные дальности r_i между НИСЗ и ошибки оценивания дальности, обусловленные прохождением сигнала через ионосферу $\delta r_{\text{ион}_i}$, тропосферу $\delta r_{\text{тр}_i}$, ошибки $\delta r_{\text{вр}_i}$ часов НИСЗ, ошибки $\delta r_{\text{эф}_i}$, обусловленные неточностью эфемеридной информации и флуктуационные ошибки $\delta r_{\text{фл}_i}$.

Измеренные псевдодальности для i -го НИСЗ по ретранслированному сигналу

$$\hat{r}'_i = \eta_i + r_2 + \delta r'_{\text{ион}_i} + \delta r'_{\text{тр}_i} + \delta r_{\text{вр}_i} + \delta r_{\text{эф}_i} + \delta r'_{\text{фл}_i}, \quad (2)$$

где η_i, r_2 - расстояния от для i -го НИСЗ до объекта и расстояние от объекта до наземной станции; $\delta r'_{\text{ион}_i}$ - ионосферные ошибки на трассе НИСЗ-объект; $\delta r'_{\text{тр}_i}$ - суммарные тропосферные ошибки на трассах «НИСЗ-объект» и «объект-НПП»; $\delta r'_{\text{фл}_i}$ - флуктуационные ошибки по ретранслированному сигналу.

Так как объект находится на небольшом расстоянии от НПП, то можно полагать $\delta r'_{\text{ион}_i} = \delta r_{\text{ион}_i}$; $\delta r'_{\text{тр}_i} = \delta r_{\text{тр}_i}$.

Флуктуационную ошибку при измерении по прямому сигналу можно практически полностью устранить в течении достаточно большого интервала времени путем усреднения. Поэтому суммарная ошибка

$$\delta r_{\Sigma i} = \delta r_{\text{ион}_i} + \delta r_{\text{тр}_i} + \delta r_{\text{вр}_i} + \delta r_{\text{эф}_i} = \overline{\hat{r}_i - r_i} \quad (3)$$

и измеренные суммарные дальности

$$\hat{r}_{pi} = r_{1i} + r_2 + \delta r_{\Sigma_i} + \delta r_{\Phi_{li}}' . \quad (4)$$

Скорректированные измерения суммарных дальностей по ретранслированному сигналу:

$$\tilde{r}_{pi} = \hat{r}_{pi} - \delta r_{\Sigma_i} . \quad (5)$$

Определение декартовых координат объекта во вращающейся гринвичской системе координат можно проводить суммарно-дальномерным методом с учетом коррекции

$$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z} = \arg \min \sum_i \frac{(r_{1i}(x, y, z) + r_2(x, y, z) - \tilde{r}_{pi})^2}{\sigma_{pi}^2} , \quad (6)$$

где

$$r_{1i}(x, y, z) = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2} ; \quad (7)$$

$$r_2(x, y, z) = \sqrt{(x_{\text{ПП}} - x)^2 + (y_{\text{ПП}} - y)^2 + (z_{\text{ПП}} - z)^2}$$

- дальности между объектом и i -м НИСЗ и объектом и НПП, выраженные через декартовые координаты объекта (x, y, z) , координаты НИСЗ (X_i, Y_i, Z_i) и координаты фазового центра антенны НПП $(x_{\text{ПП}}, y_{\text{ПП}}, z_{\text{ПП}})$; σ_{pi}^2 - дисперсия измерения дальности по ретранслированному сигналу i -го НИСЗ.

Второй вариант заключается в переходе к разностно-дальномерному методу:

$$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z} = \arg \min \sum_{i, j > i} \frac{(\Delta r_{pi, j}(x, y, z) - \tilde{r}_{pi} + \tilde{r}_{pj})^2}{\sigma_{pi}^2 + \sigma_{pj}^2} , \quad (8)$$

где

$$\Delta r_{pi, j}(x, y, z) = r_{1i}(x, y, z) - r_{1j}(x, y, z) .$$

По измеренным и скорректированным значениям \tilde{r}_{pi} для соответствующего числа видимых НИСЗ решаем навигационную задачу и определяем декартовые координаты $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ объекта.

Полученные значения используются для фильтрации координат с использованием расширенного фильтра Калмана. По результатам фильтрации оценивается вектор состояния объекта $\boldsymbol{\theta} = (x, \dot{x}, \delta_{\dot{x}}, y, \dot{y}, \delta_{\dot{y}}, z, \dot{z}, \delta_{\dot{z}})^T$, где $\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}$ - составляющие скорости по осям координат; $\delta_{\dot{x}}, \delta_{\dot{y}}, \delta_{\dot{z}}$ - приращения скорости.

Модель движения объекта

Для построения фильтра Калмана используется модель движения объекта на основе модели Зингера [5] с коррелированными вторыми приращениями вида

$$\boldsymbol{\lambda}_k = \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{k-1} + \mathbf{u}_k , \quad (9)$$

где $\boldsymbol{\lambda}_k = (x, \dot{x}, \delta_{\dot{x}}, y, \dot{y}, \delta_{\dot{y}}, z, \dot{z}, \delta_{\dot{z}})^T$ - вектор состояния; \mathbf{u}_k - вектор возбуждения, формируемые из белого шума и определяемый временем поступления данных T , временем корреляции маневра τ_M и

среднеквадратическим значением маневра $\sigma_M = \sqrt{\frac{a_{\text{max}}^2}{3} (1 + 4p_1 - p_0)}$, где a_{max} - максимальное

ускорение объекта; p_1, p_0 - вероятности движения с максимальным ускорением и нулевого ускорения; $\boldsymbol{\Phi}$ - фундаментальная матрица вида

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Phi}_0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Phi}_0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \boldsymbol{\Phi}_0 \end{pmatrix} ; \boldsymbol{\Phi}_0 = \begin{pmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} . \quad (10)$$

Алгоритм обработки принимаемого ретранслированного сигнала и измерения времени задержки

Традиционно в аппаратуре потребителей используется когерентное накопление принимаемых навигационных сигналов в пределах одного периода повторения. Накопление проводится в корреляторах или согласованных фильтрах. При обработке ретранслированного навигационного сигнала возможна реализация междупериодного когерентного накопления отраженного сигнала, так как прямой навигационный сигнал принимается раньше, чем ретранслированный, что дает возможность оценки навигационного сообщения.

Время когерентного накопления $T_{\text{КН}} = T$ или период поступления измерений в фильтр Калмана определяется из следующих соображений. С одной стороны, этот период должен быть достаточно малым, менее характерной времени корреляции маневра объекта. С другой стороны, увеличение времени накопления приводит к увеличению отношения сигнал/шум, уменьшению вероятности возникновения аномальных ошибок и снижения флюктуационных ошибок. Исходя из этих соображений время когерентного накопления может быть выбрано в пределах $T_{\text{КН}} = 100 \dots 200$ мс, что соответствует 5...10 битам навигационного сообщения.

Будем полагать, что навигационный приемник формирует достоверную оценку навигационного сообщения $\hat{D}_{\text{НС}_i}(t) = \pm 1$, а удаление мобильного объекта от НПП не превышает нескольких десятков км, так что временная задержка ретранслированного сигнала по отношению к прямому навигационному сигналу $\frac{r_{1i} + r_2 - r_i}{c}$ будет составлять величину до 10...20 мкс, что составляет не более 0,1% от длительности символа навигационного сообщения (20 мс).

Сигнал от для i -го НИСЗ в составе принимаемого ретранслированного сигнала представим в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_{r_i}(t) &= D_{\text{НС}_i}(t) A_i \dot{U}_{0i} \left(t - \frac{r_2(t)}{c} - \frac{r_{1i} \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)}{c} \right) e^{-j2\pi f_1 \frac{r_{1i} \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)}{c}} e^{j2\pi f_p \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)} \approx \\ &\approx D_{\text{НС}_i}(t) \dot{U}_{0i} \left(t - \frac{r_{01i} + r_{02}}{c} - \frac{V_{r1i} + V_{r2}}{c} t - \frac{a_{r1i} + a_{r2}}{2c} t^2 + \frac{V_{r1i} r_{02}}{c^2} \right) \times \\ &\times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_p} \left(\left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} V_{r1i} + V_{r2} \right) t + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2} \right) t^2 \right)} e^{j2\pi f_p t}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\dot{U}_{0i}(t)$ - закон внутриимпульсной модуляции (дальномерный код) навигационного сигнала i -го НИСЗ; A_i - амплитуда сигнала; $r_{1i}(t), r_2(t)$ - законы изменения дальности между i -м НИСЗ и объектом и объектом и НПП, которые аппроксимируются выражениями

$$r_{1i}(t) = r_{01i} + V_{r1i} t + \frac{1}{2} a_{r1i} t^2; \quad r_2(t) = r_{02} + V_{r2} t + \frac{1}{2} a_{r2} t^2; \quad (12)$$

$r_{01i}, V_{r1i}, a_{r1i}$ - начальные дальность, радиальная скорость и радиальное ускорение i -го НИСЗ и объекта; r_{02}, V_{r2}, a_{r2} - начальные дальность, радиальная скорость и радиальное ускорение между объектом и НПП; $\lambda_1 = c / f_1 = 0,19$ м; $\lambda_p = c / f_p$ - длина волны навигационного и ретранслированного сигналов.

Принимаемый ретранслированный сигнал:

$$\dot{U}_{\Sigma}(t) = \sum_i \dot{U}_{r_i}(t) + \dot{N}(t), \quad (13)$$

где $\dot{N}(t)$ - внутренний шум приемника НПП, а суммирование ведется по всем видимым НИСЗ.

После переноса на нулевую частоту и перевода сигнала в цифровую форму с частотой дискретизации $F_s > 1$ МГц на интервале накопления длительностью T_H получим последовательность отсчетов принимаемого ретранслированного сигнала $\dot{U}_{\Sigma m}$, $m = 1, M$; $M = [T_H F_s]$.

Для сигнала от i -го НИСЗ после переноса на нулевую частоту получим:

$$\dot{Y}_{r_i}(t) = \dot{U}_{r_i}(t) e^{-j2\pi f_p t} = D_{\text{НС}i}(t) \dot{U}_{0i} \left(t - \frac{r_{01i} + r_{02}}{c} - \frac{V_{r1i} + V_{r2}}{c} t - \frac{a_{r1i} + a_{r2}}{2c} t^2 + \frac{V_{r1i} r_{02}}{c^2} \right) \times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_p} \left(\left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} V_{r1i} + V_{r2} \right) t + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2} \right) t^2 \right)} \quad (14)$$

Анализ (14) показывает, что для когерентного накопления сигнала от i -го НИСЗ нужно:
провести демодуляцию по оценке навигационного сообщения;
устранить фазовую модуляцию, обусловленную взаимным перемещением НИСЗ, объекта и НПП (комплексная экспонента в (14));

накопить сигнал в корреляторе с опорным сигналом вида $\dot{U}_{0i}(\bullet)$ в (14).

Технически эти операции удобнее разделить на внутривнутрипериодное и междупериодное когерентное накопление сигнала i -го НИСЗ.

Сначала проводится демодуляция по навигационному сообщению и составляющей фазовой модуляции, обусловленной ускорениями, то есть отсчеты корректируются как

$$\dot{U}'_{\Sigma m} = \dot{U}_{\Sigma m} \hat{D}_{\text{НС}i} \left(\frac{m-1}{F_s} \right) e^{j \frac{\pi}{\lambda_p} \left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2} \right) \left(\frac{m-1}{F_s} \right)^2} \quad (15)$$

Далее проводится внутривнутрипериодное накопление на длительности навигационного сигнала $T_r = T_0 = 1$ мс. Это накопление проводится без учета трансформации закона модуляции отраженного сигнала методом быстрой свертки (БПФ принятой реализации, умножение на комплексную частотную характеристику согласованного фильтра для одиночного навигационного сигнала с учетом ожидаемого доплеровского сдвига частоты, обратное БПФ). Полученная последовательности отсчетов \dot{Y}'_m на выходе ВПО разделяется по периодам повторения и формируется матрица

$$\dot{S}_{m,k} = \dot{Y}'_{(k-1)M_1+m}; \quad m = \overline{1, M_1}; \quad M_1 = [T_r F_s]; \quad k = \overline{1, K}; \quad K = \left\lceil \frac{T_{\text{КН}}}{T_r} \right\rceil \quad (16)$$

отсчетов сигналов по периодам повторения.

С использованием интерполяции проводится коррекция временных положений сигналов в каждом периоде повторения на величину $\Delta t_k = \frac{V_{r1i} + V_{r2}}{c} (k-1)T_r - \frac{a_{r1i} + a_{r2}}{2c} ((k-1)T_r)^2$:

$$\dot{S}'_{m,k} = F_{\text{инт}} \left(\frac{m-1}{F_s} - \Delta t_k \right), \quad (17)$$

где $F_{\text{инт}}(t)$ - оператор интерполяции – восстановления непрерывного представления сигнала по совокупности его дискретных отсчетов. Для интерполяции удобно использовать ряд Котельникова.

Над полученной матрицей \mathbf{S}' выполняется операция дискретного преобразования Фурье «по строкам», в результате чего происходит когерентное междупериодное накопление ретранслированного сигнала, и вычисляются квадраты модулей отсчетов дискретного преобразования Фурье с формированием матрицы \mathbf{Z} «дальность-скорость». По отсчетам матрицы \mathbf{Z} проводится обнаружение ретранслированного сигнала и измерение суммарной дальности по собственным часам приемной аппаратуры.

Обработка ретранслированного сигнала является многоканальной по номеру НИСЗ и обобщенному ускорению $\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2}$.

Оценка отношения сигнал/шум по ретранслированному сигналу и достижимые ошибки определения местоположения и ошибки сопровождения

Определим требования к коэффициенту ретрансляции и мощности ретранслированной смеси сигнала с шумом. Отношение сигнал/шум на выходе когерентного накопителя и мощность излучения ретранслятора, обусловленная усилением внутренних шумов

$$\rho = \frac{P_{нс} G_{нс} G_{pr} G_{ptr} G_r \lambda_1^2 \lambda_p^2 T_{кн} K_p \gamma_{аф} \gamma_{обр}}{(4\pi)^4 r_1^2 r_2^2 \left(N_0 + \frac{N_{p0} K_p G_{ptr} G_r \lambda_p^2}{(4\pi)^4 r_2^2} \right)}; \quad (18)$$

$$P_p = N_{p0} \Delta F_p K_p, \quad (19)$$

где $P_{нс}, G_{нс}$ - мощность излучаемого навигационного сигнала и коэффициент усиления антенны НИСЗ; G_{pr}, G_{ptr} - коэффициент усиления приемной (на частоте 1575,42 МГц) и передающей антенны ретранслятора; G_r - коэффициент усиления приемной антенны НПП; K_p - коэффициент ретрансляции; $\gamma_{аф}, \gamma_{обр}$ - суммарный коэффициент потерь полезного сигнала в антенно-фидерных трактах ретранслятора и приемника НПП; $N_{p0}, \Delta F_p$ - спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника ретранслятора и полоса пропускания ретранслятора; N_0 - спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника НПП.

Среднеквадратическая ошибка измерения дальности составит

$$\sigma_r = \frac{c}{\Delta f_0 \sqrt{4\pi\rho}}, \quad (20)$$

где $\Delta f_0 \approx 1$ МГц – ширина спектра навигационного сигнала.

Результаты расчетов для $P_{нс} G_{нс} = 27$ дБВт; $G_{pr} = G_{ptr} = 1$; $G_r = 10$; $\gamma_{аф} = 0,25$; $\gamma_{обр} = 0,5$; $N_0 = N_{p0} = -200$ дБВт/Гц, $\Delta F_p = 2$ МГц; $r_1 = 21000$ км; $r_2 = 10$ км; $T_{кн} = 0,1$ приведены на рисунке 2.

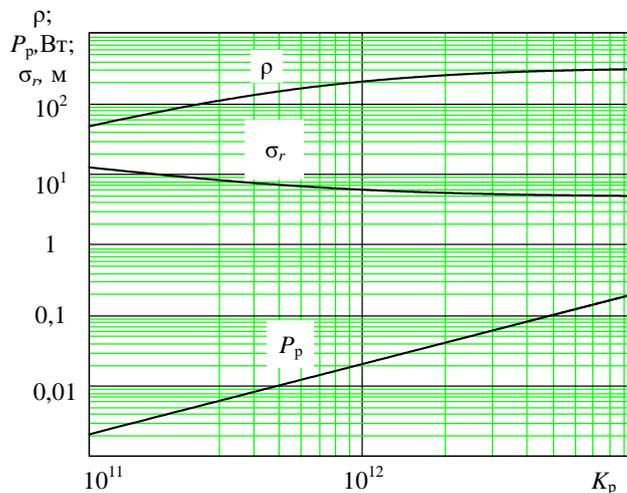


Рис. 2. Зависимости отношения сигнал/шум,

Как следует из расчетов, при $K_p=127$ дБ выходная мощность шумов на выходе ретранслятора составит 100 мВт при отношении сигнал/шум 26 дБ и СКО измерения дальности 5...6 м. Увеличение коэффициента ретрансляции сверх указанного значения нерационально из-за того, что зависимость

$\rho(K_p)$ входит в насыщение. При ретрансляции в длинноволновый диапазон (например, 400...500 МГц) и использовании на передачу и прием вибраторных или штыревых антенн мощность излучения может быть снижена до ~10 мВт.

Для данного способа геометрический фактор при определении дальности будет таким же, как и для определения координат объекта по прямому навигационному сигналу. Для стандартных условий наблюдения геометрический фактор HDOP для системы GPS составляет HDOP=1,5...2 [6]. Следовательно, ориентировочная СКО местоопределения в горизонтальной плоскости составит 7,5...12 м.

Оценка точности сопровождения мобильного объекта, проведенная по методике [5] для мобильного объекта с максимальным ускорением 1 м/с^2 , $p_1=0,1$; $p_2=0,5$ при постоянной времени маневра объекта 1...10 с свидетельствует о том, что СКО сопровождения будет примерно в 2,5...3 раза меньше, чем ошибки единичных измерений. Таким образом, СКО оценивания координат мобильного объекта составит 2,5...4 м при исключении систематических (в частности, ионосферных) ошибок.

Список использованных источников

1. Liu, Y.; Ma, X.; Shu, L.; Hancke, G.P.; Abu-Mahfouz, A.M. From Industry 4.0 to Agriculture 4.0: Current Status, Enabling Technologies, and Research Challenges. *IEEE Trans. Ind. Inform.* 2021, 17, 4322–4334.
2. Chen, P.; Ouyang, F.; Zhang, Y.; Lan, Y. Preliminary Evaluation of Spraying Quality of Multi-Unmanned Aerial Vehicle (UAV) Close Formation Spraying. *Agriculture* 2022, 12, 1149.
3. Киевский А.М. Облик бортового радиолокатора с синтезированием апертуры на беспилотном летательном аппарате для гуманитарного разминирования / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, Х.Х. Нгуен, С.В. Козлов// в наст. сборнике.
4. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // *Информатика*. – 2023. – Т. 20, № 2. – С. 7–27. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-2-7-27>.
5. Singer, R.A. Оценка характеристик оптимального фильтра для слежения за пилотируемой целью / Singer, R.A / *Зарубежная радиоэлектроника*. – М.: Сов. радио, № 8, 1971.
6. Global Positioning System: Theory and Applications, Vol. 1, edited by B.W. Parkinson and J.J. Spilker Jr., *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 163. American Institute of Aeronautics and Astronautics, Washington, D.C., 1996, pp.177– 208 and 469 – 483.