МОСКОВСКИЙ ИНСТИТУТ
ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ И АВТОМАТИКИ (МИЭА)

НАВИГАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

Под общей редакцией доктора технических наук А. Г. Кузнецова

Выпуск 29

Москва
2020

УДК 621.391.14

ФИЛЬТР КАЛМАНА ДЛЯ ГЛОБАЛЬНОЙ ИНЕРЦИАЛЬНО-СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Олег Александрович БАБИЧ, *д. т. н., профессор*
ПАО «Московский институт электромеханики и автоматики»
E-mail: inbox@aomiea.ru

Посвящаю эту статью памяти моего учителя Гавриила Оскаровича Фридлендера (1904–1965) – профессора Академии им. Н. Е. Жуковского. Он был пионером в области отечественных инерциальных систем навигации [9], был моим руководителем по курсовой, дипломной и кандидатской работам.

Интегрированная БИНС-СРНС навигационная система должна работать во всех точках околоземного маршрута, как на средних широтах, так и в полярных районах. При этом алгоритм интегрированной системы не должен изменять своей структуры от взлета и до посадки. Навигационную систему с такими свойствами естественно назвать глобальной (всеширотной). СРНС по принципу своего действия является глобальной, а вот БИНС со свойствами глобальности была предложена автором [1, 2, 6] относительно недавно. Возникает интерес, как объединить эти две системы методом фильтра Калмана, сохранив при этом свойства глобальности для интегрированной системы в целом.

Ключевые слова: *полярная навигация, бесплатформенная инерциальная навигационная систем (БИНС), спутниковая радионавигационная система (СРНС), фильтр Калмана, невырожденный алгоритм решения обыкновенных дифференциальных уравнений, коррекция БИНС по типу обратной связи.*

KALMAN FILTER FOR GLOBAL INERTIAL-SATELLITE NAVIGATION SYSTEM

Oleg A. BABICH, *D. Sc. in Engineering, professor*
'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' PJSC
E-mail: inbox@aomiea.ru

The article is dedicated to the memory of my teacher Gavriil O. Fridlender (1904-1965) – proffessor at Zhukovsky Air Force Engineering Academy. He was a pioneer in the field of Inertial Navigation Systems in our country [9], and my course work, diploma work and PhD thesis supervisor.

Integrated SINS-GNSS must be operable in all points of near-Earth flight path both at middle latitudes and in Polar Regions. The integrated system algorithm should maintain its structure during such operation from takeoff to landing. A navigation system with those properties can obviously be called global (operable at all latitudes). The GNSS is global by its operation philosophy, whereas SINS with global properties was introduced by the author [1, 2, 6] fairly recently. The problem of these two systems integration by Kalman filtering method, retaining the global properties for integrated system can be of interest.

Keywords: *polar navigation, Strapdown Inertial Navigation System (SINS), Global Navigation Satellite System (GNSS), Kalman filter, nondegenerate algorithm for ordinary differential equations solution, feedback SINS correction.*

Целью данной статьи является разработка математической основы для Базового алгоритма *комплексной* инерциально-спутниковой навигационной системы, которая должна обеспечивать глобальную (всеширотную) навигацию над всеми районами Земли, в том числе и над полярными. При этом выдвигается условие, чтобы Базовый алгоритм *комплексной* системы не изменял своей структуры на всех отрезках околоземного маршрута, который может последовательно проходить как через средние, так и через Полярные широты. Таким образом, разрабатываемый Базовый алгоритм должен быть неизменным по структуре и невырождающимся во всех точках околоземного маршрута.

Это означает, что алгоритмы функционирования как БИНС, так и СРНС должны быть всеширотными, а объединяющий их алгоритм Калмана тоже должен быть всеширотным.

Данная работа представляет собой продолжение и развитие работ автора [1, 2]. В ней используются те же обозначения и рисунки, что и в [1, 2], поэтому заинтересованному читателю необходимо ознакомиться с указанными исходными статьями.

Статьи [1, 2] были посвящены совершенствованию алгоритмов бесплатформенной инерциальной системы (БИНС) для обеспечения ее глобального применения на любых околоземных маршрутах.

Предлагаемая статья посвящается разработке новых алгоритмов *комплексной* навигационной системы, которая включает в себя две глобальные навигационные системы:

1) бесплатформенную инерциальную систему с азимутальным законом управления ее аналитической «платформой» по типу ГПК (Wander Azimuth), когда $\omega_{EN}^{ZN} = 0$, и

2) корректирующую ее спутниковую радионавигационную систему (СРНС).

Эта комплексная система, состоящая из двух глобальных датчиков, тоже должна сохранять свойства глобальности, то есть быть применимой на всех маршрутах. Другими словами, связь между сигналами БИНС и СРНС должна осуществляться тоже на глобальном уровне (например, не через понятия долгот, азимутов, которые вырождаются в районах полюсов Земли).

Требование *всеширотности* накладывает на алгоритм Калмана, объединяющий две системы, выполнения некоторых новых необходимых условий.

Рассматриваемая комплексная система должна решать задачи как среднеширотной, так и полярной навигации, непрерывно работая в одном и том же Базовом режиме.

Здесь под полярной навигацией, как и ранее в [1], будем понимать как случаи пересечения полярных областей в дальних полетах, так и случаи полетов внутри самих полярных областей по принципу «из точки в точку».

Решение поставленных задач в данной работе, как и в [1, 2], основывается на систематическом использовании Земной прямоугольной системы координат (ECEF – Earth Centered Earth Fixed) в алгоритмах совместной обработки сигналов от БИНС и СРНС. Метод решения проблем всеширотности на основе использования прямоугольных координат ECEF является приоритетным. Он впервые был предложен автором в работах [1, 2] и развивается далее в предлагаемой работе.

Основными математическими задачами данной статьи являются:

1) нахождение линеаризованной формы для погрешностей Базового алгоритма БИНС, которая необходима для построения фильтра Калмана, вносящего поправки в выходные сигналы $C_N^E(t), \bar{V}^N(t), C_B^N(t)$ Базового алгоритма,

2) построение новой конфигурации для фильтра Калмана, который должен обеспечивать единообразную совместную обработку сигналов БИНС и СРНС на всеширотных полетах.

Об обязательной форме записи Базового алгоритма БИНС

Базовый алгоритм БИНС, задаваемый в форме системы обыкновенных непрерывных дифференциальных уравнений, ставит в соответствие [1, 3, 4, 5] входным сигналам БИНС ее выходные сигналы

$$\left\{\bar{\omega}_{IB}^B(t),\ \bar{a}_{SF}^B\right\} \Rightarrow \left\{C_N^E(t), \bar{V}^N(t), C_B^N(t)\right\}. \tag{1.1}$$

Заметим, что в Базовом алгоритме (1.1) предполагается, что в виде его выходных сигналов обязательно используются именно величины $C_N^E(t), \bar{V}^N(t), C_B^N(t)$, так как только они не имеют вырождения ни в одной точке околоземной траектории (как, например, величины долготы $L(t)$ и азимута $A(t)$ платформы, которые имеют вырождения в зоне полюсов).

Полный Базовый алгоритм [3, 4, 5] в форме обыкновенных дифференциальных уравнений имеет вид:

1) Алгоритм позиционирования:

$$\dot{C}_N^E = C_N^E\left(\bar{\omega}_{EN}^N \times\right), \quad C_N^E = \begin{pmatrix} u_{11} & u_{12} & u_{13} \\ u_{21} & u_{22} & u_{23} \\ u_{31} & u_{32} & u_{33} \end{pmatrix}, \quad \xi = \left(1 - e^2 u_{33}\right)^{-\frac{1}{2}},$$
$$e^2 = \frac{a^2 - b^2}{a^2}, \quad M = a\left(1 - e^2\right)\xi^3 + h, \quad N = a\xi + h, \quad \delta = ae^2\xi^3 M^{-1} N^{-1}, \tag{1.2}$$

$$\overline{\omega}_{EN}^{N}=\begin{pmatrix}\omega_{EN}^{XN}\\ \omega_{EN}^{YN}\\ \omega_{EN}^{ZN}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-u_{32}u_{31}\cdot\delta & \left(-u_{32}^{2}\cdot\delta-\dfrac{1}{N}\right) & 0\\ \left(u_{31}^{2}\cdot\delta+\dfrac{1}{N}\right) & u_{31}u_{32}\cdot\delta & 0\\ 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}V_{XN}\\ V_{YN}\\ V_{ZN}\end{pmatrix}=F_{C}^{N}\begin{pmatrix}V_{XN}\\ V_{YN}\\ V_{ZN}\end{pmatrix},\qquad(1.3)$$

$$\begin{aligned}X_{E}&=\left(a\xi+h\right)u_{13},\\ Y_{E}&=\left(a\xi+h\right)u_{23},\\ Z_{E}&=\left[a\xi\left(1-e^{2}\right)+h\right]u_{33}.\end{aligned}\qquad(1.4)$$

2) Алгоритм вычисления скорости:

$$\begin{aligned}&\dot{\overline{V}}^{N}=C_{B}^{N}\overline{a}_{SF}^{B}+\overline{g}^{N}\left(\overline{R}^{E}\right)-\overline{\omega}_{IE}^{N}\times\left(\overline{\omega}_{IE}^{N}\times\overline{R}^{N}\right)-\left(2\overline{\omega}_{IE}^{N}+\overline{\omega}_{EN}^{N}\right)\times\overline{V}^{N},\\ &\overline{\omega}_{IE}^{N}=\left(C_{N}^{E}\right)^{\mathrm{T}}\overline{\omega}_{IE}^{E},\ \omega_{IE}^{XN}=\omega_{E}u_{31},\ \omega_{IE}^{YN}=\omega_{E}u_{32},\ \omega_{IE}^{ZN}=\omega_{E}u_{33},\end{aligned}\qquad(1.5)$$

где величина $\overline{g}_{PB}^{N}=\overline{g}^{N}-\overline{\omega}_{IE}^{N}\times\left(\overline{\omega}_{IE}^{N}\times\overline{R}^{N}\right)\approx\overline{\gamma}^{N}\left(C_{N}^{E},h\right)$ принимается равной расчетному вектору $\overline{\gamma}^{N}\left(\overline{R}^{E}\right)$ нормальной гравитации в точке $\overline{R}^{E}(t)$. Она вычисляется в бортовом компьютере в соответствии с нормативными документами [7, 8]. Документ [7] в статусе ГОСТ задает нормальное поле гравитационных сил в околоземном пространстве.

3) Алгоритм ориентации:

$$\dot{C}_{B}^{N}=C_{B}^{N}\left(\overline{\omega}_{IB}^{B}\times\right)-\left(\overline{\omega}_{IN}^{N}\times\right)C_{B}^{N},\quad\overline{\omega}_{IN}^{N}=\overline{\omega}_{IE}^{N}+\overline{\omega}_{EN}^{N}.\qquad(1.6)$$

Дифференциальные уравнения (1.2−1.6) объединяются в одну общую систему обыкновенных дифференциальных уравнений, правые части которой являются функциями от элементов двух матриц и одного вектора C_{N}^{E}, $\overline{V}^{N}$, C_{B}^{N}. При решении в бортовом компьютере системы уравнений (1.2−1.6) необходимо предусмотреть, чтобы правые части этих уравнений были обязательно записаны только как функции от невырождающихся элементов C_{N}^{E}, $\overline{V}^{N}$, C_{B}^{N}.

Рассмотрим контрпример. Вычисление вектора угловой скорости можно вести по глобальной форме (1.3), а можно вести по другой форме (тоже точной, но не обладающей свойством глобальности) [5, стр. 250], которая имеет вид

$$\begin{aligned}\omega_{EN}^{XN}&=\sin A\cos A\left(M^{-1}-N^{-1}\right)\cdot V_{XN}-\left(M^{-1}\cos^{2}A+N^{-1}\sin^{2}A\right)\cdot V_{YN},\\ \omega_{EN}^{YN}&=\left(M^{-1}\sin^{2}A+N^{-1}\cos^{2}A\right)\cdot V_{XN}-\sin A\cos A\left(M^{-1}-N^{-1}\right)\cdot V_{YN},\\ \omega_{EN}^{ZN}&=0.\end{aligned}\qquad(1.7)$$

Результаты вычислений по формулам (1.3) и (1.7) на средних широтах совпадают, и на этих широтах безразлично по какой из этих двух формул ведется вычисление вектора $\overline{\omega}_{EN}^{N}$. Но вычисление вектора $\overline{\omega}_{EN}^{N}$ по формуле (1.7) в общих соотношениях (1.2) приведет к коллапсу всего Базового алгоритма (1.2, 1.5, 1.6) в полярных районах, где величина A вырождается.

Итак, математическая запись правых частей системы дифференциальных уравнений (1.2, 1.5, 1.6) должна производиться в виде непрерывных функций от фазовых координат C_{N}^{E}, $\overline{V}^{N}$, C_{B}^{N}.

Это требование относится к ОБЯЗАТЕЛЬНОЙ форме записи Базового алгоритма БИНС в программе его компьютера.

Запись Базового алгоритма в любой другой форме приводит к деградации (развалу) работы БИНС в случаях приближения траектории самолета к Северному или Южному полюсу. Алгоритм (1.2 ,1.5, 1.6) является всеширотным и обеспечивает непрерывную устойчивую работу БИНС на всех околоземных траекториях. В силу теоремы о существовании и единственности решения системы дифференциальных уравнений Базовый алгоритм (1.2, 1.5, 1.6) является точным и единственным.

Речь в данной статье не идет о новом алгоритме. Базовый алгоритм в форме (1.2, 1.5, 1.6) хорошо известен [3, 4, 5]. Однако применение его на практике часто сопровождается недопустимыми формами записи (типа 1.7), что и приводит к деградации работы БИНС на полюсах.

2. Способы дискретизации Базового алгоритма при его реализации в бортовых компьютерах

Решение Базовой системы дифференциальных уравнений (1.2, 1.5, 1.6) в бортовых компьютерах БИНС носит весьма специфический характер.

С самого начала осуществляются интегрирование и дискретизация непрерывных (аналоговых) сигналов: $\overline{\omega}_{IB}^{B}(t)$ и $\overline{a}_{SF}^{B}(t)$, поступающих от гироскопов и от акселерометров. Эта процедура имеет вид

$$\overline{\omega}_{IB(t)}^{B(t)}(t),\ t\le t_{m}\quad\Rightarrow\left(\ldots,\overline{\alpha}_{m-i-1},\overline{\alpha}_{m-i},\ldots,\overline{\alpha}_{m-1},\overline{\alpha}_{m}\right),\quad\overline{\alpha}_{m}=\int_{t_{m-1}}^{t_{m}}\overline{\omega}_{IB(\tau)}^{B(\tau)}(\tau)d\tau,\qquad(2.1)$$

$$\bar{a}_{SF}^{B(t)}(t),\, t \le t_m \quad \Rightarrow \left(\ldots, \bar{\upsilon}_{m-i-1}, \bar{\upsilon}_{m-i}, \ldots, \bar{\upsilon}_{m-1}, \bar{\upsilon}_m\right), \quad \bar{\upsilon}_m = \int_{t_{m-1}}^{t_m} \bar{a}_{SF}^{B(\tau)}(\tau)d\tau. \qquad (2.1)$$

При этом вектор $\bar{\alpha}_m$ называется инкрементом угла, а вектор $\bar{\upsilon}_m$ – инкрементом скорости.

Заметим, что векторы инкрементов $\bar{\alpha}_m$, $\bar{\upsilon}_m$ относятся к положениям подвижной системы координат B(t) относительно инерциального неподвижного пространства $IB\left(t_{m-1}\right)$ или $IB\left(t_m\right)$. Другими словами, $IB\left(t_{m-1}\right)$ и $IB\left(t_m\right)$ – это фиксированные в инерциальном пространстве трехгранники, связанными с положениями подвижного трехгранника B(t) в фиксированные моменты времени t_{m-1}, t_m. Интегрирование в (2.1) ведется по переменному (подвижному $IB(\tau)$) пространству, когда $IB(\tau)$, $t_{m-1} \le \tau \le t_m$.

Представление векторов $\bar{\alpha}_m$ и $\bar{\vartheta}_m$ в цифровой форме осуществляется с помощью аналого-цифрового конвертора:

$\bar{\omega}_{IB}^{B*}\left[\dfrac{puls}{\sec}\right] = \dfrac{1}{\Omega}\cdot\bar{\omega}_{IB}^{B}\left[\dfrac{rad}{\sec}\right]$, $\Omega\left[\dfrac{rad}{puls}\right]$ – угловой вес импульса в канале гироскопов,

$\bar{a}_{SF}^{B*}\left[\dfrac{puls}{\sec}\right] = \dfrac{1}{A}\cdot\bar{a}_{SF}^{B}\left[\dfrac{m}{\sec^2}\right]$, $A\left[\dfrac{m/\sec}{puls}\right]$ – скоростной вес импульса в канале акселерометров.

Вычисление интегралов в $\bar{\alpha}_m$ и $\bar{\upsilon}_m$ в (2.1) сводится к подсчету числа (положительных и отрицательных) импульсов за период T_m в соответствующем канале.

По дискретным сигналам $<\ldots\bar{\alpha}_{m-1}, \bar{\alpha}_m>$ сначала вычисляется вектор конечного поворота $\bar{\phi}\left(t_m\right) = \bar{\phi}_m$ тела B относительно инерциального (не вращающегося) пространства, осуществленный на отрезке времени $\left[t_{m-1}, t_m\right]$. Вектор $\bar{\phi}_m$ эквивалентен [3, 4] матрице $C_{IB(m)}^{IB(m-1)}$,

$$C_{IB(m)}^{IB(m-1)} = I + \frac{\sin\phi_m}{\phi_m}\left(\bar{\phi}_m \times\right) + \frac{1-\cos\phi_m}{\phi_m^2}\left(\bar{\phi}_m \times\right)^2. \qquad (2.2)$$

Вычисление вектора конечного поворота $\bar{\phi}_m$ по последовательности $<\ldots\bar{\alpha}_{m-1}, \bar{\alpha}_m>$ называется *конингом* [3, 4].

В зависимости от требований к точности коннинг как вычислительная процедура может осуществляться на основании поступающих величин $\bar{\alpha}_{m-j}, \ldots, \bar{\alpha}_m$ с одним (j = 1) или несколькими шагами назад.

$\bar{\phi}_m = \bar{\alpha}_m + \dfrac{1}{12}\bar{\alpha}_{m-1}\times\bar{\alpha}_m$ – коннинг с одним шагом назад [3, p. 7–14], (2.3)

$\bar{\phi}_m = \Delta\bar{\alpha}_{m_1} + \Delta\bar{\alpha}_{m_2} + \dfrac{2}{3}\left(\Delta\bar{\alpha}_{m_1}\times\Delta\bar{\alpha}_{m_2}\right) = \bar{\alpha}_m + \dfrac{2}{3}\left(\Delta\bar{\alpha}_{m_1}\times\Delta\bar{\alpha}_{m_2}\right)$ – коннинг с двумя шагами назад [3, 4]. (2.4)

Причем в алгоритме (2.4) последний период $T_m = T_{m_1} + T_{m_2}, T_{m_1} = T_{m_2}$, разбивается на два равных полупериода, и величины $\Delta\bar{\alpha}_{m_1}$ и $\Delta\bar{\alpha}_{m_2}$ относятся к показаниям на этих полупериодах, при этом $\bar{\alpha}_{m_1} + \bar{\alpha}_{m_2} = \bar{\alpha}_m$.

Предложено много различных вариантов для алгоритмов вычисления коннинга [3, 4], приемлемость которых зависит от свойств бортового компьютера.

Вычисление приращения скорости $\Delta\bar{V}_{SF_m}^{IB_{m-1}}$, отнесенного к системе координат IB_{m-1} происходит с помощью вычислительной процедуры, именуемой *скаллингом* [3, p. 7–53]

$$\Delta\bar{V}_{SFm}^{IBm-1} = \bar{\upsilon}_m + \frac{1}{2}\bar{\alpha}_m\times\bar{\upsilon}_m + \frac{1}{12}\left(\bar{\alpha}_{m-1}\times\bar{\upsilon}_m + \bar{\upsilon}_{m-1}\times\bar{\alpha}_m\right). \qquad (2.5)$$

Формула (2.5) задает скаллинг с одним шагом назад.

(В литературе [3, 4] известно множество алгоритмов скаллинга с несколькими шагами назад).

Полное описание Базового алгоритма (1.2, 1.5, 1.6), осуществляемого в дискретной форме от t_{m-1} к t_m, приводится в [4]. На выходе этого алгоритма имеют место искомые величины $C_N^E\left(t_m\right)$, $\bar{V}^N\left(t_m\right), C_B^N\left(t_m\right)$, отнесенные к моменту времени t_m, который принимается за последний дискретный момент времени выдачи выходных сигналов.

3. Линейная модель для погрешностей БИНС

В этом разделе под погрешностями выходных сигналов БИНС мы будем понимать линейные вариации $\delta C_N^E(t)$, $\delta\bar{V}^N(t)$, δC_B^N для выходных сигналов $C_N^E(t)$, $\bar{V}^N(t), C_B^N(t)$ Базового алгоритма.

Далее символом $\tilde{}$ будем обозначать величину, искаженную погрешностями, а символом $\hat{}$ будем обозначать оптимальную (по Калману) статистическую оценку этой величины.

Рассмотрим матрицы $\tilde{C}_N^E, \tilde{C}_B^N$, вычисляемые в бортовом компьютере с погрешностями. При таком подходе имеем следующие выражения для искомых вариаций.

Вариации δC_N^E, δC_B^N и оценки $\hat{C}_N^E, \hat{C}_B^N$ представляются [3] в виде

$$\delta C_N^E = \tilde{C}_N^E - C_N^E = C_N^E C_{\tilde{N}}^N - C_N^E, \quad C_{\tilde{N}}^N = I + \left(\bar{\varepsilon}^N \times\right), \qquad (3.1)$$

$$\tilde{C}_N^E = C_N^E C_{\tilde{N}}^N = C_N^E\left(I + \left(\bar{\varepsilon}^N \times\right)\right), \quad \delta C_N^E = C_N^E\left(I + \left(\bar{\varepsilon}^N \times\right)\right) - C_N^E = C_N^E\left(\bar{\varepsilon}^N \times\right),$$

где вектор $\overline{\varepsilon}^N$:

$$C_N^{\tilde{N}} = \left[C_{\tilde{N}}^N\right]^{\mathrm{T}} = I - \left(\overline{\varepsilon}^N \times\right), \quad \overline{\varepsilon}^N = \left(\varepsilon_{XN}, \varepsilon_{YN}, \varepsilon_{ZN}\right)^{\mathrm{T}} \tag{3.2}$$

задает малые (ошибочные) повороты вокруг осей *XN*, *YN*, *ZN* при переходе от фрейма N к фрейму $\tilde{N}$ в матрице позиционирования $\tilde{C}_N^E$, если представить ее в виде произведения двух матриц $\tilde{C}_N^E = C_{\tilde{N}}^E = C_N^E C_{\tilde{N}}^N$.

Заметим далее, что выражение $\delta C_N^E = C_N^E\left(\overline{\varepsilon}^N \times\right)$ может быть записано в более подробном, матричном виде

$$\delta C_N^E = C_N^E\left(\overline{\varepsilon}^N \times\right) = \begin{pmatrix} u_{11} & u_{12} & u_{13} \\ u_{21} & u_{22} & u_{23} \\ u_{31} & u_{32} & u_{33} \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 0 & -\varepsilon_{ZN} & \varepsilon_{YN} \\ \varepsilon_{ZN} & 0 & -\varepsilon_{XN} \\ -\varepsilon_{YN} & \varepsilon_{XN} & 0 \end{pmatrix}, \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned} \delta u_{13} &= u_{11}\varepsilon_{YN} - u_{12}\varepsilon_{XN}, \\ \delta u_{23} &= u_{21}\varepsilon_{YN} - u_{22}\varepsilon_{XN}, \\ \delta u_{33} &= u_{31}\varepsilon_{YN} - u_{32}\varepsilon_{XN}. \end{aligned} \tag{3.4}$$

Заметим, что в соответствии с (1.4) и (3.4) имеют место соотношения

$$\delta\overline{R}^E = \begin{pmatrix} \delta X_E \\ \delta Y_E \\ \delta Z_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(a\xi + h\right)\delta u_{13} + \delta h \cdot u_{13} \\ \left(a\xi + h\right)\delta u_{23} + \delta h \cdot u_{23} \\ \left[a\xi\left(1 - e^2\right) + h\right]\delta u_{33} + \delta h \cdot u_{33} \end{pmatrix} = \tag{3.5}$$

$$= diag\begin{bmatrix} a\xi + h \\ a\xi + h \\ a\xi\left(1 - e^2\right) + h \end{bmatrix} \bullet \begin{pmatrix} -u_{12} & u_{11} & 0 \\ -u_{22} & u_{21} & 0 \\ -u_{32} & u_{31} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_{XN} \\ \varepsilon_{YN} \\ \varepsilon_{ZN} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{13} \\ u_{23} \\ u_{33} \end{pmatrix} \delta h = \tag{3.6}$$

$$= A \cdot \overline{\varepsilon}^N + \overline{Z}_N^E \cdot \delta h.$$

Если статистическая оценка $\hat{\overline{\varepsilon}}^N$ для вектора $\overline{\varepsilon}^N$ является известной, то статистическая оценка $\hat{C}_N^E$ для матрицы C_N^E будет иметь вид

$$\hat{C}_N^E = \tilde{C}_N^E - \delta\hat{C}_N^E = \tilde{C}_N^E - C_N^E\left(\hat{\overline{\varepsilon}}^N \times\right) \simeq \tilde{C}_N^E\left(I - \left(\hat{\overline{\varepsilon}}^N \times\right)\right). \tag{3.7}$$

Аналогичные соотношения для канала ориентации имеют вид

$$\begin{aligned} &\delta C_B^N = \tilde{C}_B^N - C_B^N = C_N^{\tilde{N}} C_B^N - C_B^N, \quad C_N^{\tilde{N}} = I - \left(\overline{\psi}^N \times\right), \\ &\tilde{C}_B^N = \left(I - \left(\overline{\psi}^N \times\right)\right) C_B^N, \quad \delta C_B^N = \left(I - \left(\overline{\psi}^N \times\right)\right) C_B^N - C_B^N = -\left(\overline{\psi}^N \times\right) C_B^N, \\ &\hat{C}_B^N = \tilde{C}_B^N - \delta\hat{C}_B^N = \tilde{C}_B^N - \left(-\hat{\overline{\psi}}^N \times\right) C_B^N \simeq \left(I + \left(\hat{\overline{\psi}}^N \times\right)\right)\tilde{C}_B^N, \end{aligned} \tag{3.8}$$

где $\overline{\psi}^N = \left(\psi_{XN}, \psi_{YN}, \psi_{XN}\right)^{\mathrm{T}}$ – вектор ошибочных поворотов в матрице ориентации $\tilde{C}_B^N = C_B^{\tilde{N}} = C_N^{\tilde{N}} C_B^N$, величина которой вычисляется в компьютере БИНС с ошибками, обусловленными погрешностями датчиков и вычислений.

С учетом сделанных замечаний (3.1–3.8), система линейных дифференциальных уравнений для вариаций $\overline{\varepsilon}^N$, $\delta\overline{V}^N$, $\overline{\psi}^N$ базового алгоритма (1.2, 1.5, 1.6), как доказано в фундаментальном труде [3], будет иметь вид

$$1) \quad \dot{\overline{\varepsilon}}^N = -\overline{\omega}_{EN}^N \times \overline{\varepsilon}^N + \delta\overline{\omega}_{EN}^N, \quad \delta h = \delta h_{baro}, \quad \delta\overline{\omega}_{EN}^N = N^{-1}\begin{pmatrix} -\delta V_{YN}^N \\ \delta V_{XN}^N \\ 0 \end{pmatrix},$$

$$\begin{aligned} 2) \quad \delta\dot{\overline{V}}^N &= C_B^N \delta\overline{a}_{SF}^B + \overline{a}_{SF}^N \times \overline{\psi}^N - \frac{\gamma}{R^E}\delta R^E + \overline{V}^N \times \left(\delta\overline{\omega}_{EN}^N + 2\overline{\omega}_{IE}^N \times \overline{\varepsilon}^N\right) - \\ &- \left(\overline{\omega}_{EN}^N + 2\overline{\omega}_{IE}^N\right) \times \delta\overline{V}^N + \delta\dot{h}_{baro}\overline{u}_{ZN}^N, \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$3) \quad \dot{\overline{\psi}}^N = -C_B^N \delta\overline{\omega}_{IB}^B - \overline{\omega}_{IN}^N \times \overline{\psi}^N + \overline{\omega}_{IE}^N \times \overline{\varepsilon}^N + \delta\overline{\omega}_{EN}^N,$$

где $\delta\overline{\omega}_{IB}^B$ – погрешность блока гироскопов,

$\delta\overline{a}_{SF}^B$ – погрешность блока акселерометров.

Система дифференциальных уравнений (3.9) имеет девятый порядок, ее фазовыми координатами является девятимерный вектор

$$\left(\overline{\varepsilon}^N, \delta\overline{V}^N, \overline{\psi}^N\right)^{\mathrm{T}}. \tag{3.10}$$

Система обыкновенных дифференциальных уравнений (3.9) в теории фильтра Калмана называется уравнением состояния [5], а вектор (3.10) – вектором состояния.

4. Уравнения измерений в фильтре Калмана для всеширотной ИНС-СРНС системы

Цель данного раздела составить уравнения для невязок между выходными сигналами БИНС и СРНС. В теории фильтра Калмана такие уравнения называются уравнениями измерений.

При составлении уравнений измерений будем предполагать, что антенна *a* СРНС удалена от центра БИНС на отрезок $\overline{l}_{Ba}^{B}$.
Далее рассмотрим два различных режима работы СРНС: когда число визируемых спутников равно или больше четырех $(i \geq 4)$ и когда число визируемых спутников меньше четырех $(i \leq 3)$.

В случае, если СРНС визирует четыре или большее число спутников, то на ее выходе имеют место сигналы, равные прямоугольным координатам антенны и вектору скорости точки антенны, заданному относительно прямоугольной системы координат ECEF:

$$\overline{R}_{Sa}^{E} = \left(X_{E_{Sa}}, Y_{E_{Sa}}, Z_{E_{Sa}}\right)^{\mathrm{T}}, \quad \dot{\overline{R}}_{Sa}^{E} = \overline{V}_{Sa}^{E} = \left(\dot{X}_{E_{Sa}}, \dot{Y}_{E_{Sa}}, \dot{Z}_{E_{Sa}}\right)^{\mathrm{T}}. \tag{4.1}$$

Индекс *S* (Satellite) в (4.1) обозначает, что эти измерения производятся спутниковой системой навигации СРНС.

В этом режиме, когда $(i \geq 4)$, погрешности СРНС по местоположению $\delta\overline{R}_{Sa}^{E}$ и скорости $\delta\overline{V}_{Sa}^{E}$, как правило, значительно меньше соответствующих погрешностей БИНС $\delta\overline{R}^{E}, \delta\overline{V}^{E}$, поэтому в данной статье мы не будем останавливаться на модели погрешностей СРНС.

Заметим, что по принципу действия СРНС величины (4.1) в режиме $i \geq 4$ обязательно вычисляются в ее внутреннем алгоритме в стандартном вычислительном процессе. Таким образом, получение величин $\overline{R}_{Sa}^{E}(t)$ и $\dot{\overline{R}}_{Sa}^{E}(t)$ в режиме $i \geq 4$ не требует каких-либо новых вычислительных затрат.

В случае, если СРНС визирует три или меньшее число спутников $i \leq 3$, то на выходе СРНС имеют место величины:

$\rho_{S_i} = c\left(t_{iresiv} - t_{sat}\right)$ – расстояние от антенны *a* до *i*-го спутника (1, 2, 3), измеряемое СРНС,

$\dot{\rho}_{S_i} = -\lambda\left(f_{iresiv} - f_{sat}\right)$ – скорость изменения расстояния ρ_i (т. е. скорость сближения или удаления) *i*-го спутника относительно антенны *a*, измеряемая в СРНС по принципу Доплера.

Для случая $i \geq 4$ имеют место очевидные соотношения:

$$\begin{aligned} \overline{z}_1 &= \overline{R}^{E} + C_N^E C_B^N \overline{l}_{Ba}^{B} - \overline{R}_{Sa}^{E}, \\ \overline{z}_2 &= \overline{V}^{E} + C_N^E C_B^N \left(\overline{\omega}_{NB}^{B} \times \overline{l}_{Ba}^{B}\right) - \overline{V}_{Sa}^{E}, \end{aligned} \tag{4.2}$$

где $\overline{V}^{E} = C_N^E \overline{V}^{N}$, $\overline{\omega}_{NB}^{B} = \overline{\omega}_{IB}^{B} - \overline{\omega}_{IN}^{B}$.

Заметим, что член $\overline{\omega}_{IN}^{B} \times \overline{l}_{Ba}^{B}$ в (4.2) является исчезающее малой величиной и им можно пренебречь.

Уравнения невязок (4.2) (в фильтре Калмана эти уравнения называются измерениями) могут быть записаны через линейные вариации входящих в них членов:

$$\begin{aligned} z_1 &= \delta\overline{R}^{E} + \left(\delta C_N^E C_B^N + C_N^E \delta C_B^N\right)\overline{l}_{Ba}^{B} - \delta\overline{R}_{Sa}^{E}, \\ z_2 &= \delta C_N^E \cdot \overline{V}^{N} + C_N^E \cdot \delta V^{N} + \left(\delta C_N^E C_B^N + C_N^E \delta C_B^N\right)\left(\overline{\omega}_{IB}^{B} \times \overline{l}_{Ba}^{B}\right) - \\ &\quad - C_N^E C_B^N \left(\overline{l}_{Ba}^{B} \times \delta\overline{\omega}_{IB}^{B}\right) - \delta\overline{V}_{Sa}^{E}. \end{aligned} \tag{4.3}$$

Продолжим далее преобразования шестимерного вектора невязок $Z = \left(z_1, z_2\right)^{\mathrm{T}}$, задаваемого соотношениями (4.3).

С учетом равенств (3.3) $\delta C_N^E = C_N^E\left(\overline{\varepsilon}^{N} \times\right)$ и (3.8) $\delta C_B^N = -\left(\overline{\psi}^{N} \times\right)C_B^N$, имеем

$$\left(\delta C_N^E C_B^N + C_N^E \delta C_B^N\right)\overline{l}_{Ba}^{B} = C_N^E\left[\left(\overline{\varepsilon}^{N} \times\right) - \left(\overline{\psi}^{N} \times\right)\right]C_B^N \overline{l}_{Ba}^{B}. \tag{4.4}$$

Дальнейшие преобразования приводят к искомому виду уравнений измерения для случая $i \geq 4$

$$\begin{aligned} z_1 &= \delta\overline{R}^{E} + C_N^E\left[\left(\overline{\varepsilon}^{N} \times\right) - \left(\overline{\psi}^{N} \times\right)\right]C_B^N \overline{l}_{Ba}^{B} - \delta\overline{R}_{Sa}^{E} = \\ &= \delta\overline{R}^{E} - C_N^E\left[\overline{l}_{Ba}^{N} \times \left(\overline{\varepsilon}^{N} - \overline{\psi}^{N}\right)\right] - \delta\overline{R}_{Sa}^{E}, \end{aligned} \tag{4.5}$$

где на основании (3.5) $\delta\overline{R}^{E} = A\overline{\varepsilon}^{N} + Z_N^E \delta h$, $\overline{l}_{Ba}^{N} = C_B^N \overline{l}_{Ba}^{B}$.

$$\begin{aligned} z_2 &= C_N^E\left(\overline{\varepsilon}^{N} \times\right)\overline{V}^{N} + C_N^E \delta\overline{V}^{N} + C_N^E\left[\left(\overline{\varepsilon}^{N} \times\right) - \left(\overline{\psi}^{N} \times\right)\right]C_B^N\left(\overline{\omega}_{IB}^{B} \times \overline{l}_{Ba}^{B}\right) - \\ &- C_N^E C_B^N\left(\overline{l}_{Ba}^{B} \times \delta\overline{\omega}_{IB}^{B}\right) - \delta\overline{V}_{Sa}^{E} = -C_N^E\left(\overline{V}^{N} \times \overline{\varepsilon}^{N}\right) + C_N^E \delta\overline{V}^{N} - \\ &- C_N^E\left[\overline{V}_{la}^{N} \times \left(\overline{\varepsilon}^{N} - \overline{\psi}^{N}\right)\right] - C_N^E C_B^N\left(\overline{l}_{Ba}^{B} \times \delta\overline{\omega}_{IB}^{B}\right) - \delta\overline{V}_{Sa}^{E}, \end{aligned} \tag{4.6}$$

где $\overline{V}_{la}^{N} = C_B^N\left(\overline{\omega}_{IB}^{B} \times \overline{l}_{Ba}^{B}\right)$.

Уравнения (4.5 и 4.6) и являются искомыми уравнениями для шестимерного вектора измерений $Z = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix}$ в фильтре Калмана при $i \geq 4$.

Для случая $i \leq 3$ имеем соотношения, относящиеся к каждому *i*-му спутнику отдельно:

$$\begin{aligned} \overline{\rho}_i^{E} &= \overline{R}_{Si}^{E} - \overline{R}^{E} - C_N^E C_B^N \overline{l}_{Ba}^{B}, \\ z_{i_1} &= \rho_i - \rho_{Si} = \delta\rho_i + c\delta\tau, \end{aligned} \tag{4.7}$$

где положение $\overline{R}_{Si}^{E}(t)$ спутника сообщается в его цифровой передаче и считается для нашего случая абсолютно точным.

Далее имеем

$$\rho_i^2 = \left(\overline{\rho}_i^E\right)^{\mathrm{T}} \overline{\rho}_i^E. \tag{4.8}$$

Вычисляя из (4.8) дифференциал, получаем

$$2\rho_i \delta\rho_i = \left(\delta\overline{\rho}_i^E\right)^{\mathrm{T}} \overline{\rho}_i^E + \left(\overline{\rho}_i^E\right)^{\mathrm{T}} \delta\overline{\rho}_i^E = 2\left(\overline{\rho}_i^E\right)^{\mathrm{T}} \delta\overline{\rho}_i^E. \tag{4.9}$$

В таком случае имеем

$$z_{1_i} = \delta\rho_i = \frac{1}{\rho_i}\left(\overline{\rho}_i^E\right)^{\mathrm{T}} \left(\delta\overline{R}_{Si}^E - \delta\overline{R}^E - \delta\overline{l}_{Ba}^E\right) + c\delta\tau_{res}, \tag{4.10}$$

где $\delta\overline{l}_{Ba}^E = -C_N^E\left[\overline{l}_{Ba}^N \times \left(\overline{\varepsilon}^N - \overline{\psi}^N\right)\right]$.

Для канала скорости имеем соотношения

$$z_{2_i} = \dot{\rho}_i - \dot{\rho}_{S_i} = \left(\overline{V}_{S_i}^E - \overline{V}_a^E\right)\frac{\overline{\rho}_i}{\rho_i} + c\delta\dot{\tau} - \dot{\rho}_{S_i}. \tag{4.11}$$

Переходя к вариациям, получим

$$\begin{gathered} z_{2_i} = \left(\delta\overline{V}_{S_i}^E - \delta\overline{V}_a^E\right)\frac{\overline{\rho}_i^E}{\rho_i} + \left(\overline{V}_{S_i}^E - \overline{V}_a^E\right)\delta\left(\frac{\overline{\rho}_i^E}{\rho_i}\right) + c\delta\tau_{res}, \\ \delta\left(\frac{\overline{\rho}_i^E}{\rho_i}\right) = -\left(\frac{\overline{\rho}_i^E}{\rho_i^2}\right)\delta\rho_i + \frac{\delta\overline{\rho}_i^E}{\rho_i}. \end{gathered} \tag{4.12}$$

где выражения для величин $\delta\rho_i$ и $\delta\overline{\rho}_i^E$ даны в (4.10).

Уравнения (4.10 и 4.12) задают для случая $i \le 3$ вектор измерений Z, который имеет здесь размерность, равную $2i \le 6$.

Поставленная задача нахождения вектора измерений в фильтре Калмана для глобальной БИНС-СРНС навигационной системы решена.

5. О некоторых кинематических уравнениях для погрешностей БИНС

Главная поставленная задача о конфигурации фильтра Калмана решена. Это значит, что найдены уравнения (3.9) для вектора состояния $\left(\overline{\varepsilon}^N, \delta\overline{V}^N, \overline{\psi}^N\right)^{\mathrm{T}}$ и найдены уравнения (4.5, 4.6 и 4.10, 4.12) для вектора измерений.

Однако погрешности БИНС в виде векторов малых поворотов $\overline{\varepsilon}^N$ и $\overline{\psi}^N$ носят мало наглядный, абстрактно геометрический характер.

По этой причине дадим здесь связь между этими векторами и погрешностями, более принятыми в авиационной практике.

В силу большей наглядности начнём с вектора $\overline{\psi}^N = \left(\psi_{NX}, \psi_{NY}, \psi_{NZ}\right)^{\mathrm{T}}$.

Свяжем его элементы с погрешностями измерения: по гироскопическому курсу $\delta\psi_\Gamma$, по тангажу $\delta\vartheta$ и по крену $\delta\gamma$.

$$\left(\delta\psi_{\tilde{A}}, \delta\vartheta, \delta\gamma\right) \leftrightarrow \left(\psi_{XN},\ \psi_{YN}, \psi_{ZN}\right). \tag{5.1}$$

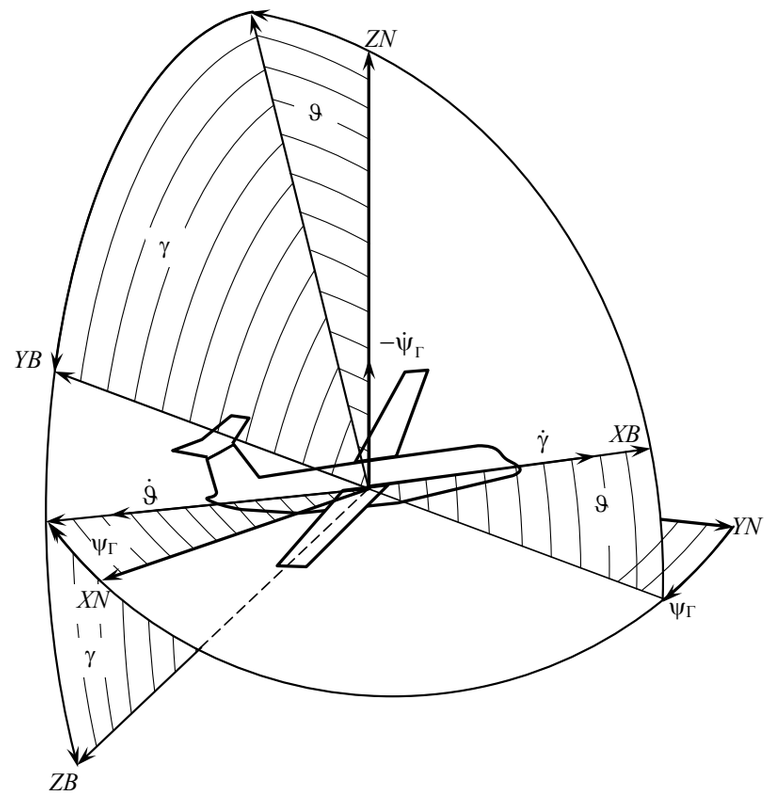


Рис. 1.

Исходя из рис. 1 и проектируя на нем малые вращения:

$$\delta\psi_\Gamma = \dot{\psi}_\Gamma dt, \quad \delta\vartheta = \dot{\vartheta} dt, \quad \delta\gamma = \dot{\gamma} dt$$

на оси XN, YN, ZN получим:

$$\begin{aligned} \psi_{XN} &= -\delta\gamma\cos\vartheta\sin\psi_\Gamma - \delta\vartheta\cos\psi_\Gamma, \\ \psi_{YN} &= -\delta\gamma\cos\vartheta\cos\psi_\Gamma + \delta\vartheta\sin\psi_\Gamma, \\ \psi_{ZN} &= -\delta\gamma\sin\vartheta + \delta\psi_\Gamma. \end{aligned} \tag{5.2}$$

После очевидных преобразований

$$\begin{aligned} -\psi_{XN}\sin\psi_{\text{Ã}} - \psi_{YN}\cos\psi_{\text{Ã}} &= \delta\gamma\cos\vartheta, \\ -\psi_{XN}\cos\psi_{\text{Ã}} + \psi_{YN}\sin\psi_{\text{Ã}} &= \delta\vartheta. \end{aligned} \tag{5.3}$$

Получим обратное представление для (5.1):

$$\begin{aligned} \delta\gamma &= -\sec\vartheta\left(\psi_{XN}\sin\psi_{\Gamma} + \psi_{YN}\cos\psi_{\Gamma}\right), \\ \delta\vartheta &= -\psi_{XN}\cos\psi_{\Gamma} + \psi_{YN}\sin\psi_{\Gamma}, \\ \delta\psi_{\Gamma} &= \psi_{ZN} - \tan\vartheta\left(\psi_{XN}\sin\psi_{\Gamma} + \psi_{YN}\cos\psi_{\Gamma}\right). \end{aligned} \tag{5.4}$$

Рассмотрим теперь связь

$$\left(\varepsilon_{XN},\ \varepsilon_{YN},\ \varepsilon_{ZN}\right) \leftrightarrow \left(\delta B,\ \delta L,\ \delta A\right). \tag{5.5}$$

Методом последовательных проекций, проведенных аналогично рассмотренному выше случаю, получим следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{XN} &= -\delta L\cos B\sin A - \delta B\cos A, \\ \varepsilon_{YN} &= \delta L\cos B\cos A - \delta B\sin A, \\ \varepsilon_{ZN} &= \delta L\sin B - \delta A. \end{aligned} \tag{5.6}$$

Для обратных преобразований будем иметь

$$\begin{aligned} \varepsilon_{XN}\cos A + \varepsilon_{YN}\sin A &= -\delta B, \\ -\varepsilon_{XN}\sin A + \varepsilon_{YN}\cos A &= \delta L\cos B. \end{aligned} \tag{5.7}$$

И далее

$$\begin{aligned} \delta L &= \sec B\left(\varepsilon_{YN}\cos A - \varepsilon_{XN}\sin A\right), \\ \delta B &= -\varepsilon_{XN}\cos A - \varepsilon_{YN}\sin A, \\ \delta A &= -\varepsilon_{ZN} + \tan B\left(\varepsilon_{YN}\cos A - \varepsilon_{XN}\sin A\right). \end{aligned} \tag{5.8}$$

Возможен и прямой пересчет угловых погрешностей ε_{XN} и ε_{YN} в линейные погрешности определения текущих горизонтальных координат самолета:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{XN} &= -\frac{1}{R}\delta R_{YN}, \qquad & \varepsilon_{YN} &= \frac{1}{R}\delta R_{XN} \\ \delta R_{YN} &= -R\varepsilon_{XN}, \qquad & \delta R_{YN} &= R\varepsilon_{YN}. \end{aligned} \tag{5.9}$$

Выводы по работе

1. Разработана структура глобальной (всеширотной) инерциально-спутниковой навигационной системы и составлены необходимые требования к внутренним алгоритмам БИНС и СРНС и к алгоритму Калмана, объединяющего эти два прибора.

2. Предложена такая структура фильтра Калмана, которая позволяет вести совместную обработку сигналов БИНС и СРНС на всех видах околоземных маршрутов, никогда не изменяя при этом конфигурации.

3. Получены уравнения измерений, основанные на вычислении невязок между позиционными и скоростными сигналами БИНС и СРНС.

4. Показано, что для обеспечения свойств всеширотности выходные сигналы БИНС и СРНС по координатам местоположения самолета и по его скорости, подлежащие сравнению, обязательно должны быть выражены в прямоугольной Земной системе координат ECEF.

Литература

1. Бабич О. А. Расширение алгоритмов БИНС для решения задач полярной навигации. Труды МИЭА. Навигация и управление летательными аппаратами. 2017. Выпуск 19. С. 18–34.

2. Бабич О. А. Точное вычисление вектора нормальной гравитации в алгоритмах БИНС. Навигация и управление летательными аппаратами. 2018. Выпуск 23. С. 21–32.

3. Savage P. G. Strapdown Analytics – Second Edition. Strapdown Associates. Inc., Maple Plane, Minnesota, 2007.

4. Savage P. G. Computational Elements for Strapdown Systems, Low Cost Navigation Sensors and Integration Technolgy, NATO RTO-EN-SET-116, October 2008.

5. Бабич О. А. Обработка информации в навигационных комплексах, – М. Машиностроение. 1991. – 512 с.

6. Babich O. A. Extension of the Basic Strapdown INS Algorithms to Solve Polar Navigations Problems, Gyroscopy and Navigation, 2019. Vol.10, No 4, pp. 330–338.

7. Параметры Земли 1990 (ПЗ-90.11). Справочный документ. Военно-топографическое Управление Генерального штаба Вооруженных Сил Российской Федерации, Москва, 2014.

8. Department of Defense World Geodetic System 1984. National Imagery and Mapping Agency, Third Edition, January 2000.

9. Фридлендер Г. О. Инерциальные системы навигации, – М. Гос. издательство физико-математической литературы. 1961. – 155 с.

УДК 629.7.05

МИНИМИЗАЦИЯ ШУМОВОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ В ВЫХОДНЫХ СИГНАЛАХ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ПИЛОТАЖНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Алексей Григорьевич КУЗНЕЦОВ, *д. т. н., доцент,*
Виктор Иванович ГАЛКИН, *к. т. н., с. н. с,*
Дмитрий Николаевич ВОРОБЬЕВ,
Александр Владимирович КОНДРАТЬЕВ
ПАО «Московский институт электромеханики и автоматики»
E-mail: inbox@aomiea.ru

Обеспечение минимального уровня шумовой составляющей в выходном сигнале является одним из основных технических требований при использовании микромеханических датчиков в пилотажных системах управления.

В статье изложен адаптивный способ линейной фильтрации шумовой составляющей, обеспечивающий высокий уровень фильтрации, как при постоянной, так и при переменной угловой скорости.

Ключевые слова: *пилотажные системы управления, микромеханические датчики, адаптивный цифровой фильтр, спектральный анализ.*

FLIGHT CONTROL SYSTEM MICROMECHANICAL SENSORS OUTPUT SIGNALS NOISE COMPONENT MINIMIZATION.

Alexey G. KUZNETSOV, *D. Sc. in Engineering*
Victor I. GALKIN, *PhD in Engineering,*
Dmitry N. VOROBEV,
Aleksandr V. KONDRATYEV
'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' PJSC
E-mail: inbox@aomiea.ru

One of the main technical requirements when using micromechanical sensors in flight control systems is providing the minimum level of output signal noise component.

This article presents the adaptive method of noise component linear filtering that provides high level of filtering both at constant and variable angular velocities.

Keywords: *flight control systems, micromechanical sensors, adaptive digital filter, spectral analysis.*

Обеспечение минимального уровня шумовой составляющей в выходном сигнале является одним из основных технических требований при использовании микромеханических датчиков в пилотажных системах управления [1]. Для датчиков угловых скоростей этот уровень не должен превышать $3\sigma \le 0{,}1^\circ/\text{с}$. Из микромеханических гироскопов, используемых в разрабатываемых в ПАО «МИЭА» гироскопических приборах, только STIM-210 и MSG1100D-300 приближаются к указанным требованиям, а в гироскопе ADXRS-646 шумовая составляющая находится на уровне $3\sigma = 0{,}45^\circ/\text{с}$.

Выбор способа фильтрации во многом зависит от характера шума. Различают белый шум — с равномерной спектральной плотностью на всех частотах, фликкер шум, спектральная плотность которого изменяется обратно пропорционально частоте ($1/f$), броуновский шум с спектральной плотностью, обратно пропорциональной квадрату частоты ($1/f^2$), синий, фиолетовый, серый, оранжевый и так далее с разной зависимостью изменения плотности от частоты. Для исследования шумовой составляющей микромеханических датчиков использовался спектральный анализ с помощью быстрого преобразования Фурье.

На графиках (рис. 1) показаны частотные спектры шумовых составляющих в выходных сигналах микромеханических гироскопов STIM-210, ADXRS-646, MSG1100D-300.

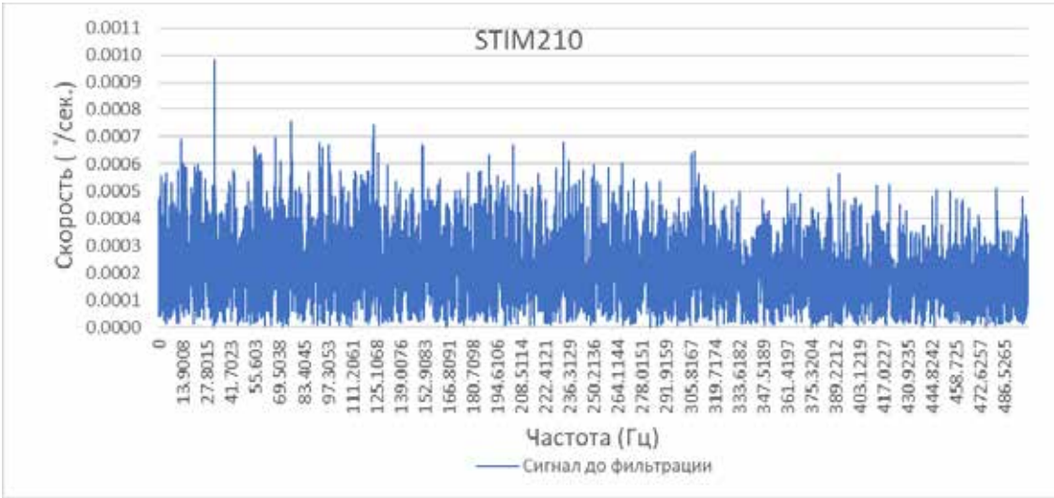


Рис. 1а. Частотный спектр шумовых составляющих в выходных сигналах микромеханических гироскопов: STIM-210 норвежской фирмы Sensonor

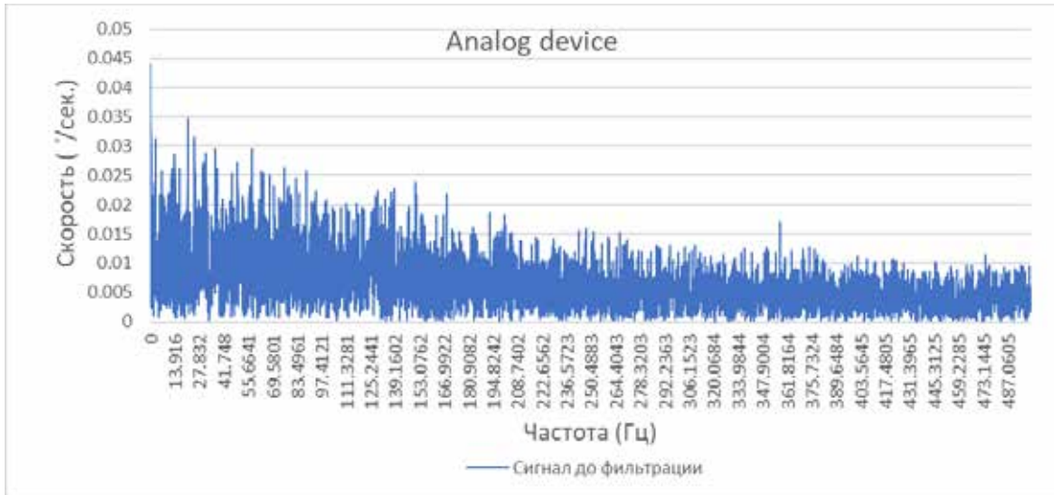


Рис. 1б. Частотный спектр шумовых составляющих в выходных сигналах микромеханических гироскопов: ADXRS-646 американской фирмы Analog Devices

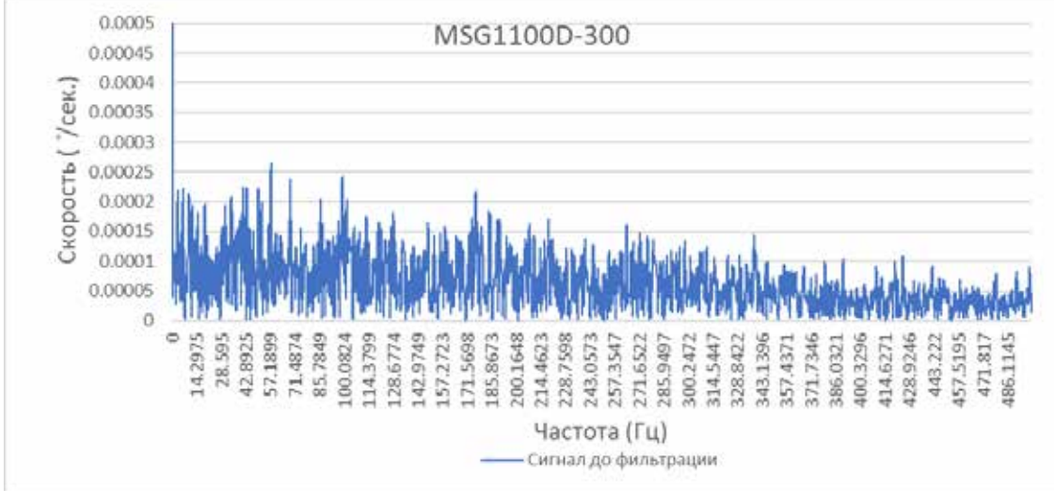


Рис. 1в. Частотный спектр шумовых составляющих в выходных сигналах микромеханических гироскопов: MSG1100D-300 китайской фирмы MT Microsystems

Как видно из приведенных осциллограмм, шумовой сигнал STIM-210 соответствует белому шуму, а шумовой сигнал ADXRS-646 и MSG1100D-300 соответствует фликкер шуму.

Эффективным средством сглаживания шумов является линейная фильтрация [2]. Это низкочастотная фильтрация, реализация которой может быть осуществлена с помощью фильтра скользящего среднего с единичными коэффициентами:

$$y_i \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} x_{i-j}. \qquad (1)$$

Дисперсия ошибки такого линейного фильтра уменьшается с увеличением ширины N скользящего окна:

$$\sigma^2 = \frac{1}{N}\left\{\sum_i \left(y_i - x_i\right)^2\right\}. \qquad (2)$$

Однако увеличение N приводит к фазовому запаздыванию отфильтрованного сигнала относительно исходного.

С целью улучшения качества фильтрации был разработан адаптивный линейный фильтр [3, 4].

Его идея заключается в том, что цифровая фильтрация шумовой составляющей выходного сигнала, среднее значение которого изменяется во времени, осуществляется путем расчета на коротком интервале времени скользящего среднего значения, определения на каждом такте времени знака шумовой составляющей относительно среднего скользящего значения выходного сигнала и вычитания из выходного сигнала шумовой составляющей заданной величины.

На участках, где среднее значение выходного сигнала датчика не изменяется, для расчета среднего скользящего принимается максимальный (по Аллану) интервал времени $\Delta T_{\max}$. При заданной частоте съема информации $f_И$ максимальное число точек осреднения будет равно $N = \Delta T_{\max} f_И$. В этом случае шумовую составляющую можно свести к минимуму и сама фильтрация будет соответствовать классической линейной фильтрации.

На участках, где среднее значение выходного сигнала датчика изменяется во времени, например, по синусоидальному закону:

$$y_i = y_{i\max} \sin 2\pi f, \qquad (3)$$

время осреднения выбирается из условия допустимого фазового запаздывания $\varphi_{\max}$:

$$\Delta T \le \varphi_{\max} / 2\pi f, \qquad (4)$$

где: f – частота изменения y_i; $y_{i_{\max}}$ — амплитуда среднего значения выходного сигнала.

В предложенном алгоритме предусмотрено определение признака изменения во времени среднего значения измеряемого сигнала.

На рис. 2 показан алгоритм адаптивного линейного фильтра.

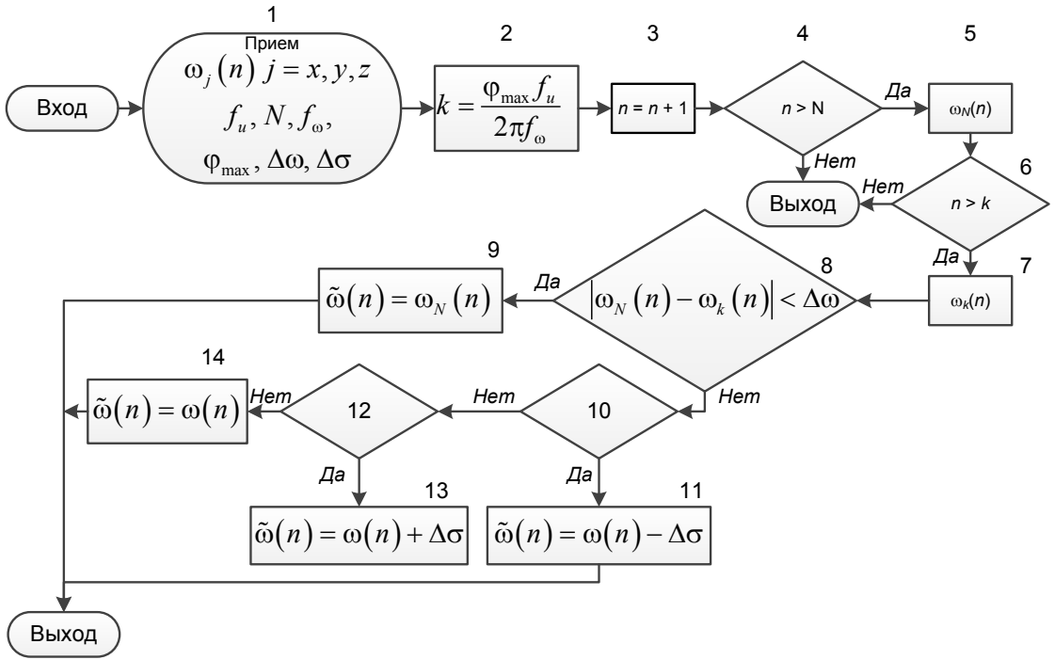


Рис. 2. Адаптивный линейный фильтр, используемый для компенсации шумовой составляющей в микромеханических датчиках

Исходными данными алгоритма являются: $f_И$ — частота принимаемой информации; $N = \Delta T_{\max} f_И$ — массив данных для расчета среднего скользящего значения угловой скорости, не изменяющейся во времени; f_ω — частота изменяющейся угловой скорости; $\omega_{\max}$ — допустимое фазовое запаздывание после фильтрации; $\Delta\omega$ — разность угловых скоростей, формирующая признак изменения среднего значения угловой скорости; $\Delta\sigma$ — задаваемый для компенсации уровень шумовой составляющей.

В блоке 1 принимается информация об угловой скорости гироскопа $\omega(n)$ с тактом $n = 1/f_И$. В блоке 2 определяется допустимый по условию $\varphi \le \varphi_{\max}$ массив данных:

$$k = \varphi_{\max} f_В / 2\pi f_\omega. \qquad (5)$$

В блоке 4 контролируется набор $(n \ge N)$ заданного массива данных N.

Цель данной работы состоит в расширении базового алгоритма БИНС таким образом, чтобы использовать БИНС в виде основного навигационного средства не только на средних широтах, но и в полярных районах Земли.

В блоке 5 производится расчет среднего скользящего значения угловой скорости по формуле:

$$\omega_N(n) = \omega_N(n-1) + \frac{\omega(n) - \omega(n-N)}{N}. \quad (6)$$

В блоке 6 контролируется набираемый массив данных $(n \geq k)$ для расчета скользящего среднего в динамических режимах.

В блоке 7 производится расчет среднего скользящего значения угловой скорости в динамических режимах:

$$\omega_k(n) = \omega_k(n) + \frac{\omega(n) - \omega(n-k)}{k}. \quad (7)$$

В блоке 8 формируется признак динамического режима работы гироскопа:

$$\omega_N(n) - \omega_k(n) \leq \Delta\omega, \quad (8)$$

где $\Delta\omega$ — изменение угловой скорости, выше которой режим работы считается динамическим, то есть среднее значение угловой скорости изменяется во времени. Обычно $\Delta\omega$ равно пределу чувствительности гироскопа. Однако проведенные исследования показали, что при большом уровне шумов оптимальным является ограничение в виде $\Delta\omega = 3\sigma$.

Если полученная разность меньше $\Delta\omega$, то среднее значение измеряемой скорости считается постоянным, и в блоке 9 выходное значение угловой скорости принимается равным среднему скользящему значению $\tilde{\omega}(n) = \omega_N(n)$.

Если условие (8) не выполняется, то есть среднее значение измеряемой величины изменяется во времени, то переходим к блокам 10, 12, где определяется условие компенсации шумовой составляющей.

Если в блоке 10 разница между мгновенным значением угловой скорости $\omega(n)$ и заданным уровнем компенсации $\Delta\sigma$ больше среднего скользящего $\omega_k(n)$, определенного на коротком интервале времени:

$$\omega(n) - \Delta\sigma > \omega_k(n), \quad (9)$$

то переходим в блок 11, где из мгновенного значения вычитается $\Delta\sigma$, и результат $\tilde{\omega}(n)$ выдается потребителю:

$$\tilde{\omega}(n) = \omega(n) - \Delta\sigma. \quad (10)$$

Если условие (9) блока 10 не выполняется, то переходим к блоку 12, в котором проверяется условие:

$$\omega(n) - \Delta\sigma < \omega_k(n), \quad (11)$$

Если условие (11) выполняется, то в блоке 13 производится сложение мгновенной скорости с заданным уровнем компенсации:

$$\tilde{\omega}(n) = \omega(n) + \Delta\sigma. \quad (12)$$

Если условие (11) не выполняется, то переходим к блоку 14, в котором в качестве выходного сигнала используется мгновенное значение входного сигнала:

$$\tilde{\omega}(n) = \omega(n). \quad (13)$$

Рассмотренный линейный фильтр позволяет компенсировать шумовые составляющие как в статическом, так и в динамическом режимах.

На рис. 3 (стр. 24) показана степень фильтрации зашумленного сигнала (графики 1) адаптивным линейным фильтром: на участках с постоянной угловой скоростью (нулевой сигнал) и на участке с переменной угловой скоростью $\omega_{max} = 5\ ^\circ/\text{с}$; $f_\omega = 1$ Гц.

На участках с постоянной угловой скоростью фильтрация осуществлялась классическим линейным фильтром с осреднением по $N = 200$ точкам. На участке с переменной угловой скоростью фильтрация осуществлялась с заданным уровнем компенсации $\Delta\sigma$ шумовой составляющей с осреднением по $k = 8$ точкам.

На графиках (рис. 3) показано использование адаптивного фильтра обеспечивает высокий уровень фильтрации как при постоянной, так и при переменной угловой скорости, что подтверждает возможность снижения шумовой составляющей до заданного уровня в микромеханическом гироскопе ADXRS-646, используемом в трехосном измерителе параметров движения ИПДММ-2 комплексной системы управления ИВК-КСУ-МС-21 среднемагистрального самолета МС-21.

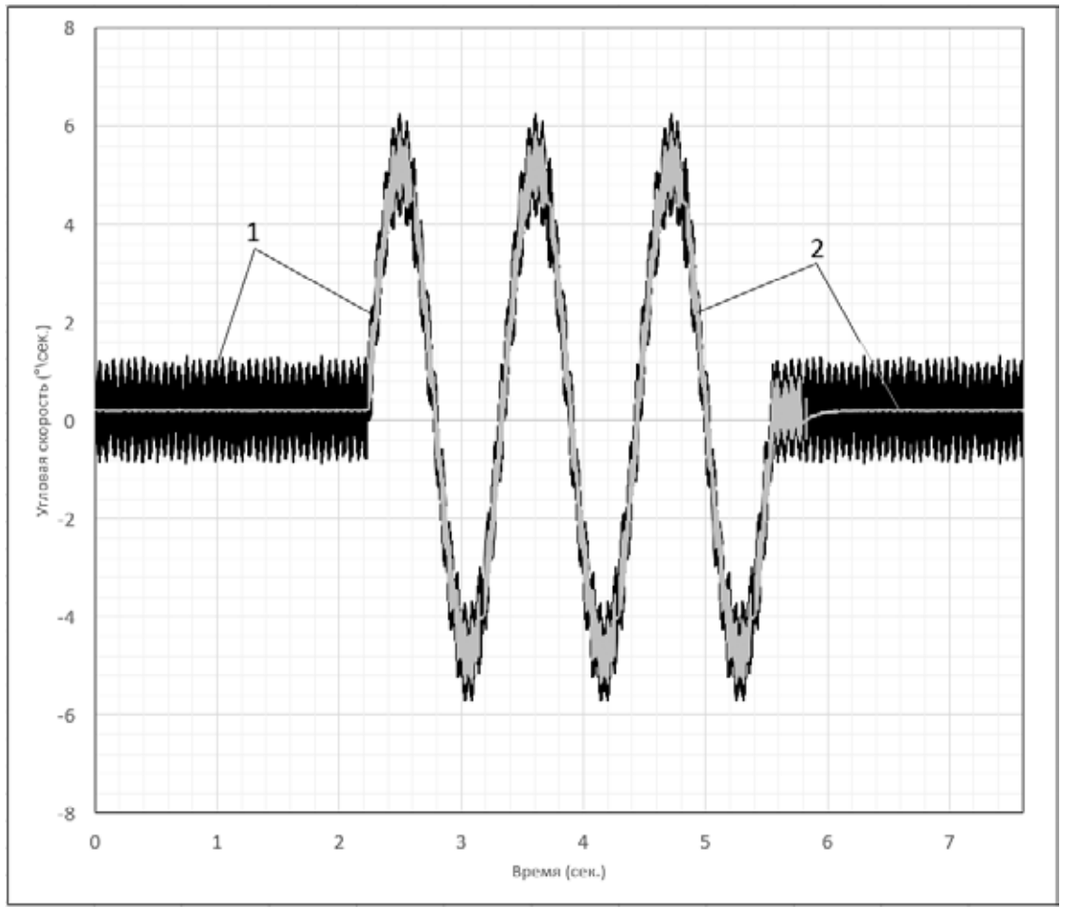


Рис. 3. Компенсация шумовой составляющей адаптивным фильтром, где:
1 — сигнал до фильтрации 3σ = 1,08°/с;
2 — сигналы после фильтрации: на участке с постоянной угловой скоростью 3σ = 0,13°/с;
на участке с переменной угловой скоростью 3σ = 0,46°/с

Литература

1. Кузнецов А.Г., Галкин В.И., Молчанов А.В., Портнов Б.И., Якубович А.М. Результаты разработки и летных испытаний микромеханического блока, XIX Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам. СПб: ГНЦ ЦНИИ «Электроприбор», 2012, с. 16 – 26.

2. Прэтт У. Цифровая обработка изображений, перевод с англ. Книга 1. – М., Мир, 1982. – 312 с.

3. Галкин В.И., Воробьев Д.Н. Способ цифровой фильтрации шумовой составляющей в инерциальных датчиках // Патент РФ № 2654941. Бюллетень изобретений № 15, 2018 г.

4. Галкин В. И., Воробьев Д. Н, Кондратьев А. В. Способ цифровой фильтрации шумовой составляющей в инерциальных датчиках // Патент РФ № 2717552. Бюллетень изобретений № 9, 2020 г.

УДК 681.5.015.42

ОПТИМИЗАЦИЯ ТОЧНОСТИ СЧИСЛЕНИЯ ДЛИНЫ ПУТИ САМОЛЕТА В РЕЖИМЕ МГНОВЕННОГО АПОСТЕРИОРНОГО ОЦЕНИВАНИЯ*

Игорь Сергеевич КИКИН, *к. т. н.*
ФГУП «Государственный научно исследовательский институт авиационных систем» ГНЦ РФ
E-mail: kikin@gosniias.ru

Разработаны алгоритмические методы повышения точности мгновенного апостериорного оценивания (МАО) длины пути самолета, обеспечивающие увеличение допустимого уровня погрешности априорных данных о коэффициенте лобового сопротивления. Указанные методы основаны на реализации режима поиска оптимальной поправки значения эквивалентного возмущения, соответствующего установившемуся значению сигнала управления скоростью полета. Для системы счисления пути на базе измерителя путевой скорости сформирован интегральный критерий оптимизации эквивалентного возмущения, который позволяет реализовать поисковый алгоритм оптимизации точности счисления в режиме МАО.

В модели системы счисления пути на базе измерителя воздушной скорости (ССПВ) формируется заданное значение интегрального критерия оптимизации эквивалентного возмущения в виде функции четырех аргументов. Первый аргумент — эквивалентное возмущение, равное по величине установившемуся значению сигнала управления скоростью полета ($D_{ЭКВ}$). Значения трех других аргументов определяются в результате моделирования наблюдаемого процесса управления в режиме МАО. При этом на возмущающий вход модели объекта управления подается $D_{ЭКВ}$.

Предлагаемые алгоритмы обеспечивают минимизацию погрешности счисления длины пути самолета в момент завершения интервала наблюдения.

Ключевые слова: *мгновенное апостериорное оценивание, счисление пути, длина пути, эквивалентное возмущение, накопление погрешностей счисления.*

**Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 19-08-00752*

OPTIMIZATION OF FLIGHT PATH DEAD RECKONING ACCURACY IN INSTANTANEOUS POSTERIOR ESTIMATION MODE*

Igor S. KIKIN, *PhD in Engineering*
'FSUE "State Research Institute of Aviation Systems' State Scientific Center of Russian Federation
E-mail: kikin@gosniias.ru

Algorithmic techniques for enhancing the accuracy of flight path instantaneous posterior estimation have been developed. These techniques provide increase in error margin of drag coefficient apriori data. The techniques are based on implementation of the search mode for optimal correction of the equivalent disturbance, corresponding to the steady-state value of the flight speed control signal. For dead reckoning system based on ground speed sensor, the equivalent disturbance optimization integral criterion has been formed. This criterion provides implementation of the search algorithm for dead reckoning accuracy optimization in instantaneous posterior estimation mode.

The desired value of equivalent disturbance optimization integral criterion in the form of four-argument function is formed in the dead reckoning system model based on airspeed sensor. First argument — equivalent disturbance (Deq), equal to steady-state value of the flight speed control signal. Three other arguments are defined by the control process simulation in instantaneous posterior estimation mode. In that process Deq is fed into object model disturbing input.

Proposed algorithms provide minimization of flight path dead reckoning error at the monitoring interval completion.

Keywords: *instantaneous posterior estimation, dead reckoning, flight path, equivalent disturbance, dead reckoning errors accumulation.*

*The study was supported by grant № 19-08-00752 from RFBR (Russian Foundation for Basic Research)

Введение

Исследования, результаты которых представлены в настоящей статье, завершают этап исследований по формированию облика продольного канала перспективных систем счисления пути (ССП) летательных аппаратов (ЛА) самолетного типа, функционирование которых основано на принципе мгновенного апостериорного оценивания (МАО) [1].

В работе [1] показано, что метод мгновенного апостериорного оценивания позволяет достигнуть качественно нового уровня точности счисления длины пути (ДП) самолета при использовании существующих измерителей параметров полета. Основное ограничение точности счисления ДП связано с погрешностью априорных данных о коэффициенте лобового сопротивления ЛА. При отсутствии указанной погрешности пренебрежимо малые ошибки МАО путевой скорости и ДП обеспечиваются системой счисления пути как с измерителем путевой скорости (ССПП), так и с измерителем воздушной скорости (ССПВ), при любом сочетании значений других факторов неопределенности процесса оценивания, принадлежащих допустимой области значений. Показано также, что за счет корректировки значения эквивалентного возмущения, соответствующего установившемуся значению сигнала управления скоростью полета, можно достигнуть пренебрежимо малой погрешности оценивания ДП в режиме МАО, соответствующей моменту завершения интервала наблюдения. Таким образом, на этапе завершения исследований, результаты которых представлены в [1], уже сформировалась задача алгоритмизации поиска оптимальных значений эквивалентного возмущения. В рамках данного проекта не предусмотрено решение задач оптимизации вычислительных процессов. Поэтому решение задачи оптимизации эквивалентного возмущения в режиме МАО ограничено формированием критериев поиска. Сам процесс поиска осуществляется исследователем в режиме диалога с имитационной моделью исследуемого процесса.

Важным условием эффективности применения МАО является выполнение требований по точности формирования начальных условий (НУ) по позиционным координатам и по компонентам вектора путевой скорости ЛА для модели, используемой в структуре динамического наблюдателя состояния системы. Если НУ по скорости формируются измерителем, который используется в режиме счисления, то за счет применения МАО может быть скомпенсирована одна из равновеликих случайных компонент ошибки измерения скорости. В этом случае максимальная кратность снижения погрешности счисления составляет $\sqrt{2}$. Исследование задачи оптимизации точности ССПП и ССПВ в режиме МАО будем проводить исходя из предположения, что

для формирования НУ по путевой скорости используется измеритель, точность которого на порядок выше точности доплеровского измерителя скорости и угла сноса (ДИСС). Иными словами ошибкой определения начальной путевой скорости можно пренебречь. В качестве эталонного измерителя начального значения путевой скорости может быть принята спутниковая радионавигационная система с максимальной (3σ) погрешностью измерения 0,3 м/с. Максимальная погрешность измерения путевой скорости с применением ДИСС для рассматриваемого диапазона скоростей составляет 2−2,5 м/с.

Постановка задачи

Исходные данные.

1) Система дифференциальных уравнений, описывающая движение объекта управления:

$$\begin{cases} dL/dt = W, \\ dW/dt = m^{-1}\left(P + X + D\right), \\ dm/dt = \dot{m}_{\text{уд}} \cdot P, \end{cases}$$

где L — текущее значение ДП, м; W — путевая скорость полета, м/с; m — масса ЛА, кг;

P — тяга двигателей, Н; X — сила лобового сопротивления, Н; D – продольная возмущающая сила, H; $\dot{m}_{\text{уд}}$ — удельный расход топлива, кг/Н·с. $\dot{m}_{\text{уд}} = \text{const}$.

$X = -c_X qS$, где c_X — безразмерный аэродинамический коэффициент сопротивления; S — характерная площадь; q — динамическое давление (скоростной напор), Па.

$q = 0{,}5\rho V^2$, где ρ — плотность воздуха, соответствующая эшелону полета, кг/м³.

$\rho = \dfrac{p \cdot \mu}{R \cdot T}$, где p — статическое давление воздуха на высоте полета, Па; μ — молярная масса сухого воздуха (μ = 0,0289644 кг/моль); R — универсальная газовая постоянная (R = 8,31447 Дж/(моль) К); T — температура воздуха на высоте полета, К.

$p = p_{\text{МСА}} + \Delta p_{\text{МСА}}$, $T = T_{\text{МСА}} + \Delta T_{\text{МСА}}$, где индексом «МСА» отмечено значение параметра, соответствующее Международной стандартной атмосфере и отклонение Δ фактического значения параметра от стандартного.

V — истинная воздушная скорость ЛА, м/с. $V = W - U_{\text{экв}}$, где $U_{\text{экв}}$ — скорость эквивалентного ветра, направление которого совпадает с линией пути, а скорость такова, что он создает такую же путевую скорость, как и реальный ветер. В данной работе исследование проводится в предположении отсутствия априорной информации о ветре. В ИММ скорость эквивалентного ветра задается случайным числом, сохраняющим постоянное значение на интервале наблюдения. Положительному значению $U_{\text{экв}}$ соответствует попутный ветер.

2) Модель измерений:

$$W^* = W + \Delta W, \quad q^* = q + \Delta q, \quad \rho^* = \frac{p^* \cdot \mu}{R \cdot T^*}, \quad p^* = p + \Delta p,$$

$$T^* = T + \Delta T, \quad V^* = \sqrt{2q^*/\rho^*}, \quad a^* = 20{,}047\sqrt{T^*}, \quad M^* = V^*/a^*,$$

где a — скорость звука; M — число Маха; знаком «*» обозначены измеренные значения параметров полета, а символом «Δ» — отклонения измеренных значений от фактических.

Примечание 1. Измерение M необходимо для расчета тяги двигателя и коэффициента лобового сопротивления. Ошибка косвенного измерения M как отдельный фактор неопределенности условий функционирования системы в настоящей работе не рассматривается.

3) Коэффициент лобового сопротивления $c_X = c_X^* + \Delta c_X$, где c_X — фактическое значение коэффициента, c_X^* — значение коэффициента лобового сопротивления по априорным данным об аэродинамических характеристиках ЛА, Δc_X — погрешность априорных данных.

4) Диапазоны значений факторов неопределенности измерительной информации и возмущений:

$$\Delta p_{\text{МСА}} \in \left[-0{,}05\, p_{\text{МСА}}, +0{,}05\, p_{\text{МСА}}\right], \text{Па}\left(\text{Н}/\text{м}^2\right),$$

$$\Delta p \in \left[-0{,}05\, p, +0{,}05\, p\right], \text{Па};$$

$$\Delta T_{\text{МСА}} \in \left[-0{,}05 T_{\text{МСА}}, +0{,}05 T_{\text{МСА}}\right], \text{К};$$

$$\Delta T \in \left[-0{,}05 T, +0{,}05 T\right], \text{К};$$

$$U_{\text{экв}} \in \left[-50, +50\right], \text{м/с};$$

$$\Delta W \in \left[-2, +2\right], \text{ м/с};$$

$$\Delta q \in \left[-0{,}05 q, +0{,}05 q\right], \text{ Н}/\text{м}^2;$$

$$\Delta c_X \in \left[-0{,}1 c_X, +0{,}1 c_X\right];$$

$$D \in \left[-0{,}05 P, +0{,}05 P\right], \ H.$$

В данной работе предлагается модификация критерия Гурвица с целью получения простых необходимых условий устойчивости,

5) Базовая имитационная математическая модель для исследования режимов счисления длины линии пути самолета (рис. 1).

Подробное описание имитационной математической модели (ИММ) процесса счисления длины пути самолета с использованием режима МАО приведено в [1].

На настоящем этапе эта модель используется в качестве базовой.

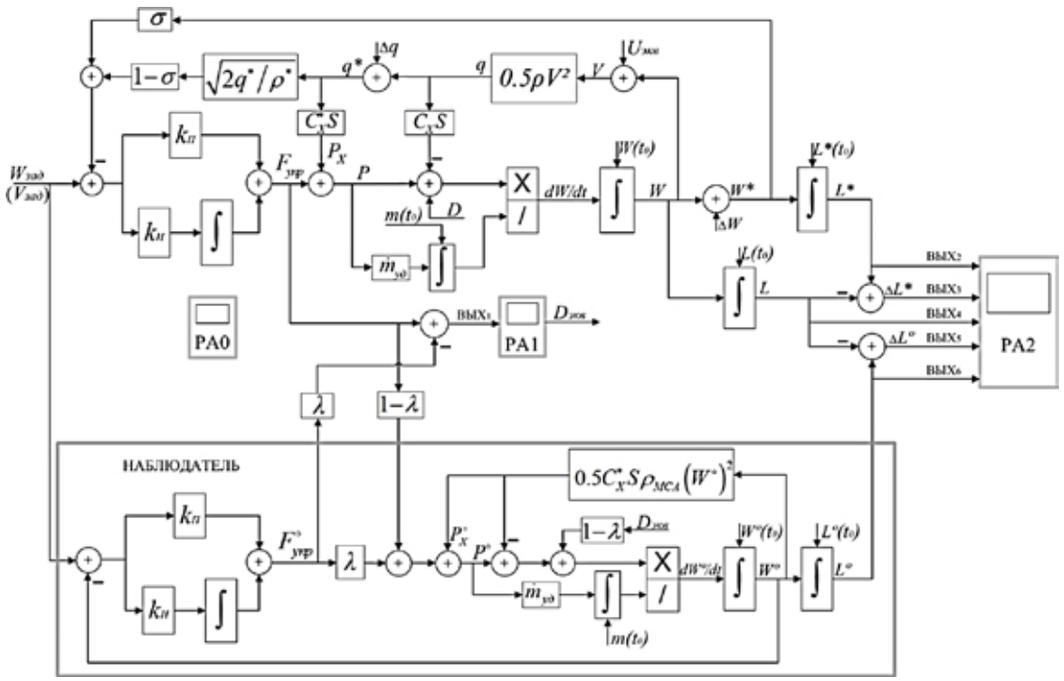


Рис. 1. Структурная схема имитационной математической модели системы счисления пути

На рис.1: ВЫХ_1 – выход для формирования эквивалентного возмущения ($D_{\text{экв}}$); ВЫХ_2 – длина пути, определяемая по результатам измерений (L^*); ВЫХ_3 – ошибка длины пути, определяемой по результатам измерений (ΔL^*); $ВЫХ_4$ – имитируемая

фактическая длина пути (L); ВЫХ$_5$ – погрешность оценки длины пути ($\Delta L°$); ВЫХ$_6$ – оценка длины пути ($L°$). РАО — регистратор-анализатор «плавающий», который применим для любого входного и выходного сигнала, а также любой внутренней переменной состояния модели; РА1 — регистратор-анализатор для формирования и запоминания оценки эквивалентного возмущения, применяемой в режиме МАО; РА2 — регистратор-анализатор для выходов модели, которые регистрируются и анализируются при каждом прогоне модели (ВЫХ$_2$ —ВЫХ$_6$).

6) Основные параметры имитируемых процессов счисления пути:

— длительность интервала наблюдения ($t_f - t_0$) = 1000 с, где t_0, t_f — соответственно моменты начала и конца интервала наблюдения;

— начальное значение путевой скорости ЛА $W(t_0)$ = 160 м/с;

— заданное значение регулируемой скорости полета (путевой или истинной воздушной) $W_{\text{ЗАД}} = V_{\text{ЗАД}}$ = 200 м/с.

— эшелон полета $H_{\text{Э}}$ = 8000 м.

Установившийся режим полета начинается приблизительно на 400-й секунде интервала наблюдения.

Требуется:

1) Разработать критерии поиска оптимального значения эквивалентного возмущения в режиме МАО с целью снижения влияния погрешностей априорной информации о коэффициенте лобового сопротивления ЛА на точность счисления длины пути (ДП).

2) Провести оценку технической эффективности оптимизации эквивалентного возмущения.

Оптимизация точности счисления длины пути самолета в курсо-доплеровской системе счисления

На предыдущем этапе исследований имитация режима МАО в ССПП осуществлялась при $D_{\text{ВХ}} = D_{\text{ЭКВ}} = -F^{\infty}_{\text{УПР}}$, где $D_{\text{ВХ}}$ — возмущающий вход модели системы, применяемой в составе наблюдателя; $F^{\infty}_{\text{УПР}}$ — установившееся значение управляющего воздействия регулятора [1]. При этом требовался единственный прогон модели наблюдателя, имитирующий процесс управления путевой скоростью полета с полной информацией об условиях реализации процесса.

В режиме оптимизации реализуется процесс поиска $\tilde{D}_{\text{ЭКВ}} = D_{\text{ЭКВ}} + \Delta D_{\text{ОПТ}}$, где $\Delta D_{\text{ОПТ}}$ – оптимальная поправка величины эквивалентного возмущения, обеспечивающей в режиме МАО компенсацию ошибок измерений, если $c^*_X = c_X$.

Режим поиска $\Delta D_{\text{ОПТ}}$ осуществляется при начальном значении путевой скорости:

$$W^{\circ}(t_0) = W(t_0) + \Delta W, \qquad (1)$$

где ΔW — случайная, сохраняющая постоянное значение на интервале наблюдения ошибка измерения путевой скорости.

Так имитируется формирование начальной путевой скорости измерителем, применяемым в режиме счисления. Значение $\Delta D_{\text{ОПТ}}$ соответствует нулевому значению интеграла:

$$J_W = \int_{t_0}^{t_f} \left(W^{\circ}(t) - W^{*}(t)\right) dt.$$

Нетрудно показать, что при завершении поиска $\Delta D_{\text{ОПТ}}$ достигаются равноточные оценки длины пути самолета, формируемые классическим методом счисления в режиме наблюдения и в режиме МАО.

Завершающий этап оценивания ДП ЛА – имитация процесса управления путевой скоростью полета с полной информацией об условиях реализации процесса в режиме МАО. При этом на возмущающий вход модели наблюдателя подается сформированное в поисковом режиме значение $\tilde{D}_{\text{ЭКВ}}$, а начальное значение путевой скорости $W^{\circ}(t_0) = W(t_0)$, что соответствует пренебрежимо малому значению погрешности ее измерения $(\Delta W \cong 0)$.

Поскольку результат МАО не может быть использован для корректировки процесса управления в прошлом, характер эволюции погрешности оценки ДП на интервале наблюдения не имеет практического значения. Главный результат оптимизации эквивалентного возмущения — минимизация погрешности оценки ДП в конечный момент интервала наблюдения.

На рис. 2 представлены результаты моделирования процессов оптимизации точности ССПП для полета на эшелоне 8000 м. Абсолютная величина относительной погрешности априорных данных о коэффициенте лобового сопротивления $\delta c_X = \left(\Delta c_X / c_X\right) \cdot 100$, % принималась равной $\pm 10\%$, что соответствует максимальным значениям этого фактора неопределенности, принятым в постановке задачи.

Рис. 2в иллюстрирует результат оптимизации оценивания в условиях функционирования ССПП, в которых погрешность оценки ДП, если $D_{\text{ВХ}} = D_{\text{ЭКВ}}$, существенно превышает погрешность счисления в режиме наблюдения. Даже в этом случае алгоритм оптимизации оценивания позволяет достигнуть практически идеальной точности ССПП в момент завершения интервала наблюдения.

На завершающем этапе МАО, в процессе имитации рабочего процесса ССПП с полной информацией об условиях функционирования,

$J_W \cong \Delta L^{\circ}(t_f) - \Delta L^{\circ}(t_0)$ и погрешность измерения путевой скорости на интервале наблюдения идентифицируется в соответствии с формулой: $\Delta W \cong J_W / (t_f - t_0)$. В последних соотношениях использован знак приближенного равенства, поскольку в режиме поиска $\Delta D_{\text{опт}}$ практически никогда не будет достигаться значение J_w которое точно равно нулю.

Для вычисления J_w по формуле (2) в режиме МАО в режиме наблюдения необходима регистрация и запоминание функции $W^*(t)$, помимо регистрации и запоминания управляющего воздействия $F_{\text{упр}}(t)$.

Оптимизация точности счисления длины пути самолета в курсо-воздушной системе счисления

На предыдущем этапе исследований имитация режима МАО в ССПВ осуществлялась аналогично ССПП при $D_{\text{вх}} = D_{\text{экв}} = -F^{\infty}_{\text{упр}}$, где $F^{\infty}_{\text{упр}}$ — установившееся значение управляющего воздействия регулятора [1]. Показано также, что при одинаковых значениях относительной погрешности априорных данных о коэффициенте лобового сопротивления погрешности МАО ДП и путевой скорости в ССПВ ниже, чем в ССПП приблизительно на 35%.

Оценки технической эффективности применения МАО в ССПВ выглядят особенно впечатляюще, если вспомнить об уровне погрешностей измерений путевой скорости датчиком воздушной скорости. Одна из ее составляющих — методическая погрешность, обусловленная априорно неизвестным ветровым потоком, превышает погрешность ДИСС не менее чем в 25 раз. Результаты, полученные на предыдущем этапе исследований [1], могут оказаться достаточными для обоснования целесообразности нового этапа применения курсо-воздушных систем счисления пути, поскольку определен метод счисления, обеспечивающий снижение погрешностей практически на 2 порядка относительно метода штилевой прокладки пути. На настоящем этапе исследований речь идет об оценке предельных возможностей по повышению точности курсо-воздушного счисления ДП.

Для оптимизации ССПВ аналогично алгоритму оптимизации ССПП реализуется процесс поиска $\tilde{D}_{\text{экв}} = D_{\text{экв}} + \Delta D_{\text{опт}}$, где $\Delta D_{\text{опт}}$ — оптимальная поправка величины эквивалентного возмущения $D_{\text{экв}}$. При возмущающем входе наблюдателя $D_{\text{вх}} = D_{\text{экв}}$ в режиме МАО обеспечивается компенсация ошибок измерений, если $c^*_X = c_X$.

Прежде чем приступить к построению алгоритмов оптимизации точности МАО в курсо-воздушной системе счисления пути (ССПВ), проанализируем влияние факторов неопределенности на процессы управления воздушной скоростью и счисления ДП в режиме наблюдения

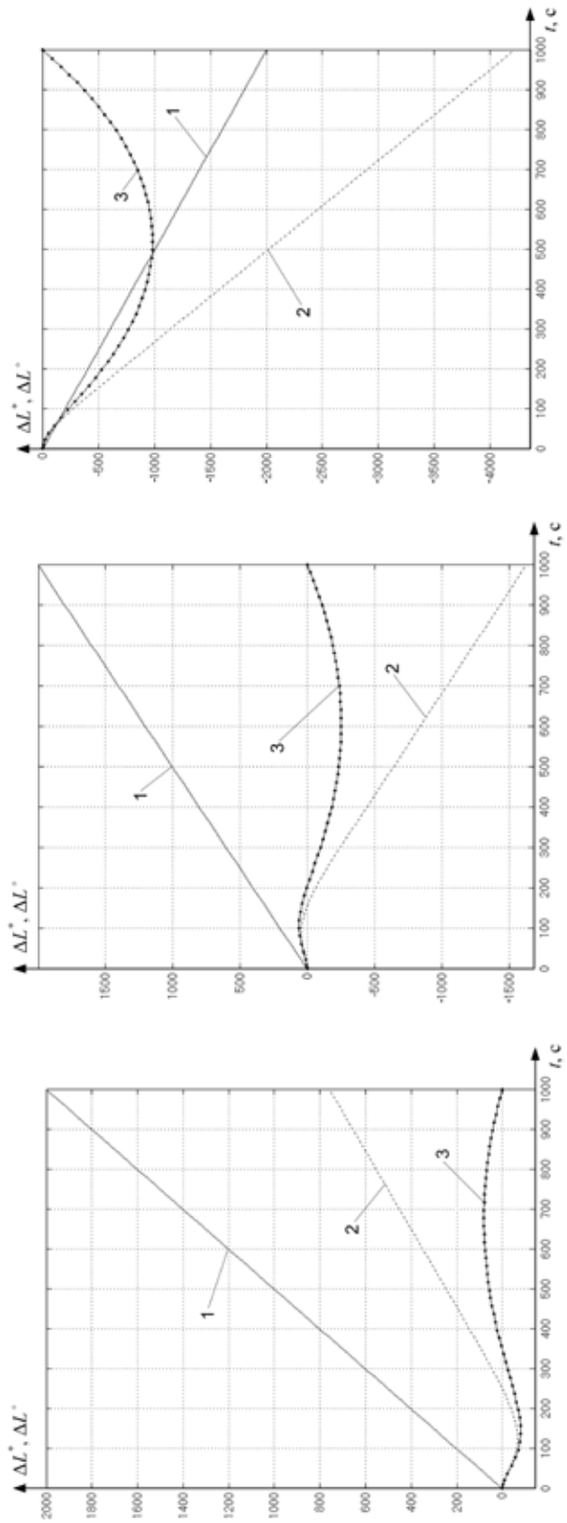


Рис. 2. Результаты моделирования процессов оптимизации точности ССПП
1 – погрешность счисления ДП в режиме наблюдения ΔL^*;
2 – погрешность оценки ДП ΔL°, если $\tilde{D}_{ВХ} = D_{ЭКВ}$;
3 – погрешность оценки ДП ΔL°, если $D_{ВХ} = \tilde{D}_{ЭКВ} = D_{ЭКВ} + \Delta D_{ОПТ}$

а) $\Delta W = 2$ м/с, $\delta c_x = +10\%$, $U_{ЭКВ} = -50$ м/с, $D_{ЭКВ} = 631{,}3$ Н, $\Delta D_{ОПТ} = -4{,}5$ Н;
б) $\Delta W = 2$ м/с, $\delta c_x = -10\%$, $U_{ЭКВ} = -50$ м/с, $D_{ЭКВ} = 1268{,}7$ Н, $\Delta D_{ОПТ} = 9{,}7$ Н;
в) $\Delta W = -2$ м/с, $\delta c_x = +10\%$, $U_{ЭКВ} = 50$ м/с, $D_{ЭКВ} = -1873{,}9$ Н, $\Delta D_{ОПТ} = 24{,}6$ Н

и в режиме МАО. Погрешность курсо-воздушного счисления ДП в режиме штилевой прокладки пути определяется разностью фактической путевой скорости W и измеренной истинной воздушной скорости V^*:

$$\Delta L^* = \int_{t_0}^{t_f} \left(W(t) - V^*(t) \right) dt, \tag{3}$$

где $V^* = V + \Delta V_{\text{И}}$, $\Delta V_{\text{И}}$ — инструментальная погрешность косвенного измерения истинной воздушной скорости, определяемая погрешностями измерения скоростного напора и плотности воздуха; $W(t) - V^*(t) = \Delta V_{\text{И}} + U_{\text{ЭКВ}}$. Скорость эквивалентного ветра $U_{\text{ЭКВ}}$ представляет собой методическую погрешность оценивания путевой скорости по измерению воздушной.

$$\Delta V_{\text{И}} = \sqrt{q^*/\rho^*} - \sqrt{q/\rho} = \sqrt{(q+\Delta q)/(\rho+\Delta\rho)} - \sqrt{q/\rho}. \tag{4}$$

Эквивалентное возмущение, равное установившемуся значению управляющей силы, определяется соотношением:

$$D_{\text{ЭКВ}} = -F_{\text{УПР}}^{\infty} = D + c_X^* \Delta q + \Delta c_X q. \tag{5}$$

Очевидно, что в режиме регулирования воздушной скорости управляющее воздействие в установившемся режиме не зависит от интенсивности ветрового потока $U_{\text{ЭКВ}}$.

Анализ выражения (5) показывает, что при идеально точных априорных данных о коэффициенте лобового сопротивления $(\Delta c_X = 0)$ регулятор тяги компенсирует только две компоненты постоянно действующих возмущений: собственно возмущающую силу D и погрешность компенсации силы лобового сопротивления $\Delta P_X = c_X^* \Delta q$. При этом погрешность косвенного измерения плотности воздуха $\Delta\rho$, которая входит в формулу (4) не влияет на уровень $D_{\text{ЭКВ}}$. В рассматриваемом случае реализация МАО длины пути при $D_{\text{ВХ}} = D_{\text{ЭКВ}}$ обеспечивает идеальную точность оценивания.

Если $\Delta c_X \neq 0$, в выражении (5) появляется компонента, зависящая от фактического скоростного напора, которая обусловливает зависимость $D_{\text{ЭКВ}}$ от всей совокупности факторов неопределенности условий функционирования ССПВ. При этом реализация МАО при $D_{\text{ВХ}} = D_{\text{ЭКВ}}$ не обеспечивает идеальной компенсации влияния ошибок измерений на оценку ДП и путевой скорости. На предыдущем этапе исследований продемонстрирована необходимость ограничения Δc_X для достижения заданной точности оценивания.

Перейдем к описанию возможной процедуры оптимизации ССПВ.

В качестве критерия оптимальности рассматривался функционал вида:

$$\Phi = \left| \left(J / J_{\text{ЗАД}} \right) - 1 \right|, \tag{6}$$

где $J = \int_{t_0}^{t_f} \left(W^\circ(t) - V^*(t) \right) dt$ представляет собой оценку погрешности счисления ДП, определяемую формулой (3). Предположим, что существует некоторая функция $J_{\text{ЗАД}} = J_{\text{ЗАД}}(D_{\text{ЭКВ}}, \Delta V, \Lambda_1, \Lambda_2)$, с помощью которой определяется эталонное значение ΔL^*, определяемое формулой (3). Иными словами, данная функция является аппроксимацией ΔL^*. Главное требование к данной функции — однозначность по отношению к факторам неопределенности: каждому сочетанию этих факторов должно соответствовать одно значение $J_{\text{ЗАД}}$. Аргументы $J_{\text{ЗАД}}$ не являются независимыми: практически каждый из них зависит от всех факторов неопределенности, за исключением $D_{\text{ЭКВ}}$ не зависящего от интенсивности ветрового потока. Теоретически число аргументов функции $J_{\text{ЗАД}}$ должно соответствовать числу факторов неопределенности. Но оно может быть снижено за счет возможности их группового учета. Возможность группового учета факторов определяется возможностью их функционального объединения с целью задания одним случайным числом. При этом один и тот же фактор может входить в несколько групп.

Как отмечалось ранее, допустим групповой учет D и Δq. Могут быть сгруппированы также факторы, от которых зависит погрешность косвенного измерения воздушной скорости. Указанная погрешность становится весьма информативным параметром рабочего процесса ССПВ, который отражает влияние совокупности факторов на фактическое значение скоростного напора.

Итак, две группы факторов и два не сгруппированных фактора, Δc_X и $U_{\text{ЭКВ}}$ определили количество аргументов функции $J_{\text{ЗАД}}$.

Значения аргументов ΔV, Λ_1 и Λ_2 функции $J_{\text{ЗАД}}$ определяются в результате моделирования наблюдаемого процесса управления в режиме МАО. При этом на возмущающий вход модели объекта управления подается $D_{\text{ВХ}} = D_{\text{ЭКВ}}$.

ΔV — разность установившегося значения оценки путевой скорости и заданного значения воздушной скорости $\Delta V = W^\circ(t_f) - V_{\text{ЗАД}}$.

$\Lambda_1 = \int_{t_0}^{t_f} dt \int_{t_0}^{t} m^{-1} \Delta F_{\text{УПР}}(t) dt$, где $\Delta F_{\text{УПР}}(t)$ — разность сигналов управления скоростью полета, формируемой реальным устройством управления тягой и его моделью, реализованной в наблюдателе. $\Delta F_{\text{УПР}}(t) = F_{\text{УПР}}(t) - F_{\text{УПР}}^{\text{о}}(t)$.

$\Lambda_2 = \int_{t_0}^{t_f} dt \int_{t_0}^{t} m^{-1} \Delta P_X(t) dt$, где $\Delta P_X(t)$ — разность сигналов компенсации силы лобового сопротивления, формируемой реальным устройством управления тягой и его моделью, реализованной в наблюдателе. $\Delta P_X(t) = P_X(t) - P_X^{\circ}(t)$.

Значение функции $J_{\text{ЗАД}}$ для конкретного сочетания факторов неопределенности процесса управления воздушной скоростью полета может быть вычислено с использованием имитационной модели этого процесса по формуле, которая по форме написания полностью соответствует формуле (3): $J = \int_{t_0}^{t_f} \left(\tilde{W}(t) - V^*(t)\right) dt$, где $\tilde{W}(t)$ — полученная в процессе имитации оценка фактической путевой скорости полета.

Очевидно, создание банка данных, обеспечивающего формирование $J_{\text{ЗАД}}$, весьма трудоемкая задача, для решения которой потребуется априорная идентификация модели объекта управления. Она не может быть решена в рамках данного проекта. В данной статье приводятся примеры тестового моделирования процессов оптимизации точности ССПВ с использованием МАО.

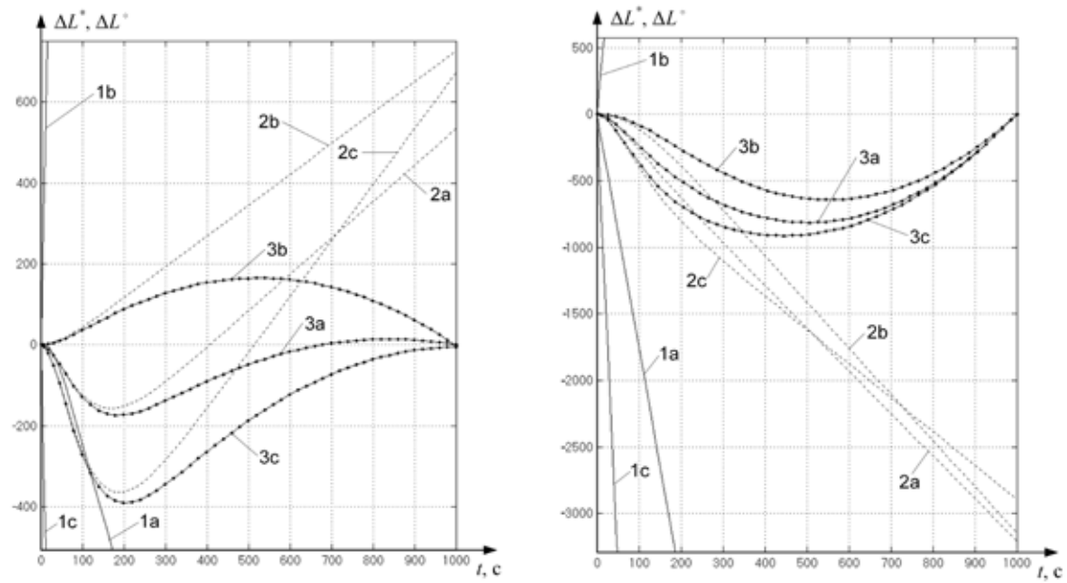
Заметим, что более эффективным путем повышения точности ССПВ представляется альтернативное решение, заключающееся в априорной идентификации коэффициента лобового сопротивления с доведением относительной погрешности идентификации до уровня 3–5 %.

На рис. 3 представлены результаты моделирования процессов оптимизации точности ССПП для полета на эшелоне 8000 м. Абсолютная величина относительной погрешности априорных данных о коэффициенте лобового сопротивления $\delta c_X = \left(\Delta c_X / c_X \right) \cdot 100$, % принималась равной 10%, что соответствует максимальным значениям этого фактора неопределенности, принятым в постановке задачи. На каждом из представленных рисунков представлены три тройки графиков. Каждая тройка содержит графики погрешностей: 1 — счисления ДП в режиме наблюдения ΔL^*; 2 — оценки ДП ΔL°, если $D_{\text{ВХ}} = D_{\text{ЭКВ}}$; 3 — оценки ДП ΔL°, если $D_{\text{ВХ}} = D_{\text{ЭКВ}} + \Delta D_{\text{ОПТ}}$. Каждая тройка кривых имеет буквенные индексы, соответствующие интенсивности ветрового потока: a соответствует $U_{\text{ЭКВ}} = 0$; b — $U_{\text{ЭКВ}} = 50$ м/с; c — $U_{\text{ЭКВ}} = -50$ м/с. Масштаб рисунков подобран так, чтобы продемонстрировать эффект оптимизации точности МАО. Поэтому кривые, имеющие номер 1 в начале временного интервала режима наблюдения выходят за пределы рисунка, из-за того, что темп накопления ошибок в этом режиме несоизмеримо более высок, чем в режиме МАО.

Диапазоны значений $\Delta D_{\text{ОПТ}}$ сформированных в процессе поиска, обозначаемых далее символом r (от английского «range»), составил:

— для имитационных процессов, представленных на рис. 3*а*:
$r\{\Delta D_{\text{ОПТ}}\} = [3{,}2 \div -4{,}3]$, *Н*;
— для имитационных процессов, представленных на рис. 3*б*:
$r\{\Delta D_{\text{ОПТ}}\} = [-17 \div -18{,}85]$, *Н*.

Проведено моделирование процессов наблюдения и МАО для тестового множества факторов неопределенности условий функционирования ССПВ при репрезентативно представленных значениях аргументов функции $J_{\text{ЗАД}}$. Результаты моделирования подтвердили возможность однозначного отображения произвольного сочетания факторов неопределенности значением указанной функции.



а) *б)*

Рис. 3. Результаты моделирования процессов оптимизации точности ССПВ
а) Δq = 900 Н/м²; D = 500 Н; δc_x = +10%; $D_{\text{ЭКВ}}$ = −350,6 Н; $\Delta V_{\text{И}}$ = 3 м/с;
б) Δq = −900 Н/м²; D = −500 Н; δc_x = +10%; $D_{\text{ЭКВ}}$ = 1639,4 Н; $\Delta V_{\text{И}}$ = 17,7 м/с

Заключение

В данной работе представлены результаты исследования алгоритмических методов оптимизации точности счисления длины пути самолета в режиме мгновенного апостериорного оценивания (МАО), который позволяет достигнуть качественно нового уровня точности счисления при использовании существующих измерителей параметров полета.

Для системы счисления пути на базе измерителя путевой скорости предложено строгое алгоритмическое решение задачи оптимизации МАО, обеспечивающее нулевое значение погрешности счисления в момент завершения интервала наблюдения. Для реализации модифицированного алгоритма МАО требуется минимальное увеличение объема информации, формируемой в режиме наблюдения, а именно — регистрация и запоминание последовательности значений измеренной путевой скорости, по которой может быть восстановлена соответствующая функция времени.

Предложен также алгоритмический метод оптимизации МАО для системы счисления пути на базе измерителя воздушной скорости (ССПВ). Недостатком метода является необходимость вычисления заданного значения функционала, определяющего погрешность счисления. Для этого требуется:

— существенное расширение объема информации, которая может быть сформирована только в режиме наблюдения;

— адекватная модель рабочих процессов ССПВ, применение которой позволяет с требуемой точностью в режиме МАО вычислить значение погрешности счисления для произвольного сочетания реализаций факторов неопределенности условий функционирования ССПВ;

— реализация дополнительного режима функционирования динамического наблюдателя системы, который обеспечивает вычисление значений аргументов функции, определяющей заданное значение функционала ошибки счисления.

Для ССПВ целесообразно применить альтернативный метод повышения точности МАО, который обеспечивает снижение ошибок априорных данных о коэффициенте лобового сопротивления летательного аппарата.

Литература

1. Кикин И. С. Применение метода мгновенного апостериорного оценивания для повышения точности счисления пути самолета. // «Навигация и управление летательными аппаратами», 2019. №27(4), с. 16 – 31.

УДК 004.3

АДАПТИВНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ С ЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ КАК МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ

Василий Рудольфович БОБЫЛЕВ
Государственный научно-исследовательский институт приборостроения
E-mail: lord3_87@mail.ru

Предлагается метод повышения быстродействия информационно-измерительных и управляющих систем, обеспечивающий решение широкого класса задач. Рассматривается алгоритм, позволяющий за счет уменьшения времени, затраченного на синхронизацию, существенно повысить быстродействие обработки сигналов. Приводится математическая модель, а также анализ результатов, полученных в ходе практической реализации цифровых следящих систем.

Ключевые слова: *адаптивная синхронизация, информационно-измерительные системы, управляющие системы, следящая система.*

ADAPTIVE SYNCHRONIZATION WITH FREQUENCY COMPENSATION AS A METHOD FOR DATA MEASURING AND CONTROL SYSTEMS HIGH SPEED RESPONCE ENHANCEMENT

Vasily R. BOBYLEV
State Research Institute of Instrument Engineering (GOSNIIP)
E-mail: lord3_87@mail.ru

The article proposes a method for data measuring and control systems high speed response enhancement. This method provides the solution to wide variety of problems. The article deals with an algorithm that provides considerable enhancement of signal processing speed by means of decreasing the synchronization time. It describes the mathematical model and analysis of results, achieved during digital tracking loop practical implementation.

Keywords: *adaptive synchronization, data measuring systems, control systems, tracking system.*

Быстродействие информационно-измерительных и управляющих систем (ИИиУС) определяется не только качеством цифровой обработки, но и временем процесса синхронизации, при котором устанавливается и поддерживается фазовое соотношение двух или нескольких сигналов с целью формирования их синхронной последовательности.

Уменьшение времени на синхронизацию, как правило, сопровождается постоянным усложнением реализуемых алгоритмов, созданием новых, либо совершенствованием уже существующих методов синхронизации. Тем не менее постоянное увеличение объема обрабатываемой информации, обусловленное сложностью и ростом числа решаемых задач, заставляет разработчиков радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) пренебрегать отдельными функциональными параметрами, чтобы сохранить «золотую середину» между быстродействием и процессом синхронизации. Это связано с тем, что любые технические решения, направленные на сокращение времени установления фазовой идентичности двух или нескольких сигналов, так или иначе оказывают негативное воздействие на быстродействие обработки данных, сопровождаемое не только снижением эффективности и конкурентоспособности ИИиУС, но и ухудшением таких параметров, как точность определения данных и параметрическая устойчивость.

В настоящее время существует ряд методов синхронизации, применяемых в различных системах (например, в следящих). К таковым относятся:

- метод точной синхронизации;
- метод грубой синхронизации (самосинхронизации);
- метод тактовой синхронизации и т. д. [1].

Однако источники переменного тока (генераторы) обладают низкой стабильностью работы, зависящей от внешних условий (например, от температуры окружающей среды), что приводит к возникновению погрешности выдаваемой частоты (периода) сигнала и, как следствие, к повышению времени, затрачиваемого на синхронизацию с опорным напряжением.

По этой причине, при своих неоспоримых достоинствах, вышеназванные методы обладают такими недостатками, как сложность реализации, а в некоторых случаях и длительное время на осуществление синхронизации, что в конечном итоге снижает не только быстродействие системы в целом, но и точность измерения аналоговых параметров.

Таким образом, идеальная ИИиУС должна не только оперативно реагировать на любое изменение параметров синхронизации с опорным сигналом в режиме реального времени, но и учитывать, контролировать

или отслеживать и при необходимости подстраиваться под эти изменения, сохраняя ресурсы на выполнение основной штатной задачи.

Поэтому наиболее перспективным путем повышения быстродействия при сохранении высоких качественных показателей является применение в устройствах метода адаптивной синхронизации с частотной коррекцией, что обеспечит следующие основные условия:

— ускоренное совпадение по фазе векторов напряжений;

— постоянный контроль и обеспечение равенства частот напряжений.

В статье представлен метод, способный значительно повысить быстродействие системы, описан алгоритм работы и практическая реализация имитатора цифровой следящей системы с применением вышеназванного метода.

Метод повышения быстродействия за счет применения адаптивной синхронизации с частотной коррекцией

Суть метода заключается в вычислении автокорреляционной функции (АКФ) только в одной из четырех вероятных рабочих зон за период, а именно:

- вблизи перехода из отрицательной области в положительную;
- вблизи предполагаемого максимального пикового напряжения;
- вблизи перехода из положительной области в отрицательную;
- вблизи предполагаемого минимального пикового напряжения.

Это позволит исключить непрерывную корреляцию всего сигнала и, как следствие, повысить быстродействие обработки данных (рис. 1).

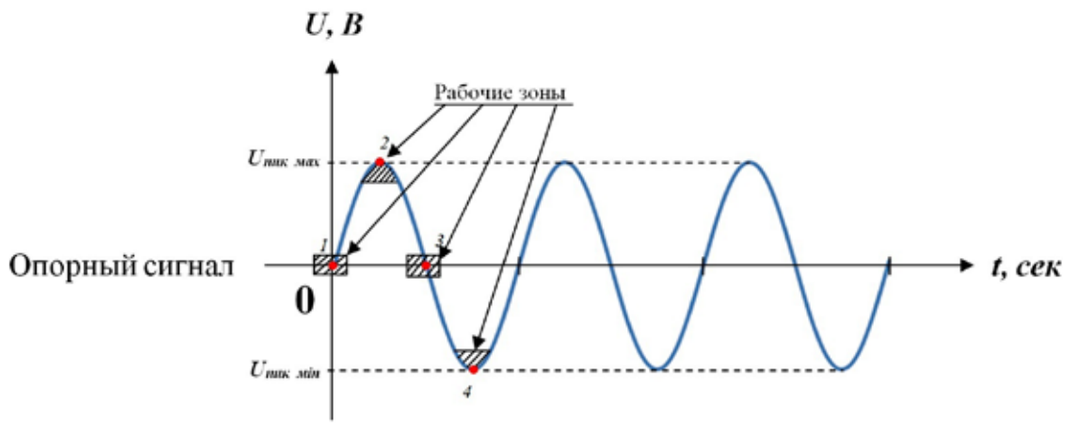


Рис. 1. Вероятные рабочие зоны опорного сигнала, в которых вычисляется АКФ

Допустим, что на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) поступает простейший аналоговый сигнал, описанный формулой (1):

$$U(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \qquad (1)$$

где

$U(t)$ — напряжение в момент времени t;

U_m — амплитуда, величина наибольшего отклонения от нуля, В;

$\omega_0 = 2\pi f$ — угловая частота, рад/с;

$f = \dfrac{1}{T}$ — циклическая частота, Гц;

T — период, с;

$\varphi_0 = \omega_0 t_0$ — начальная фаза, рад;

t_0 — временной сдвиг сигнала относительно $t = 0$.

На выходе АЦП получим дискретный сигнал, АКФ которого описана формулой (2):

$$R(i) = \sum_{j=i}^{N} \frac{\xi(j)\xi(j-i)}{N}, \qquad (2)$$

где $R(i)$ — АКФ в момент времени i;

N — число точек отсчета реализации случайного процесса;

$\xi(j)$ — значение реализации случайного процесса в момент времени j;

$\xi(j - i)$ — значение реализации случайного процесса копии функции $\xi(j)$, смещенной на величину i.

Синхронизация данным методом состоит из 6 этапов:

— поиск рабочей зоны, в которой выполняется вычисление АКФ;

— вычисление АКФ по выборке N;

— поиск максимального значения АКФ;

— корректировка положения максимального значения АКФ на основе метода линейной интерполяции (экстраполяции);

— определение частоты (периода) опорного сигнала;

— определение параметров сдвига выдаваемого сигнала, относительно опорного напряжения.

На рисунке 2 представлен процесс синхронизации с применением метода адаптивной синхронизации в зоне предполагаемого максимального или минимального пикового напряжения, т. е. по двум рабочим зонам.

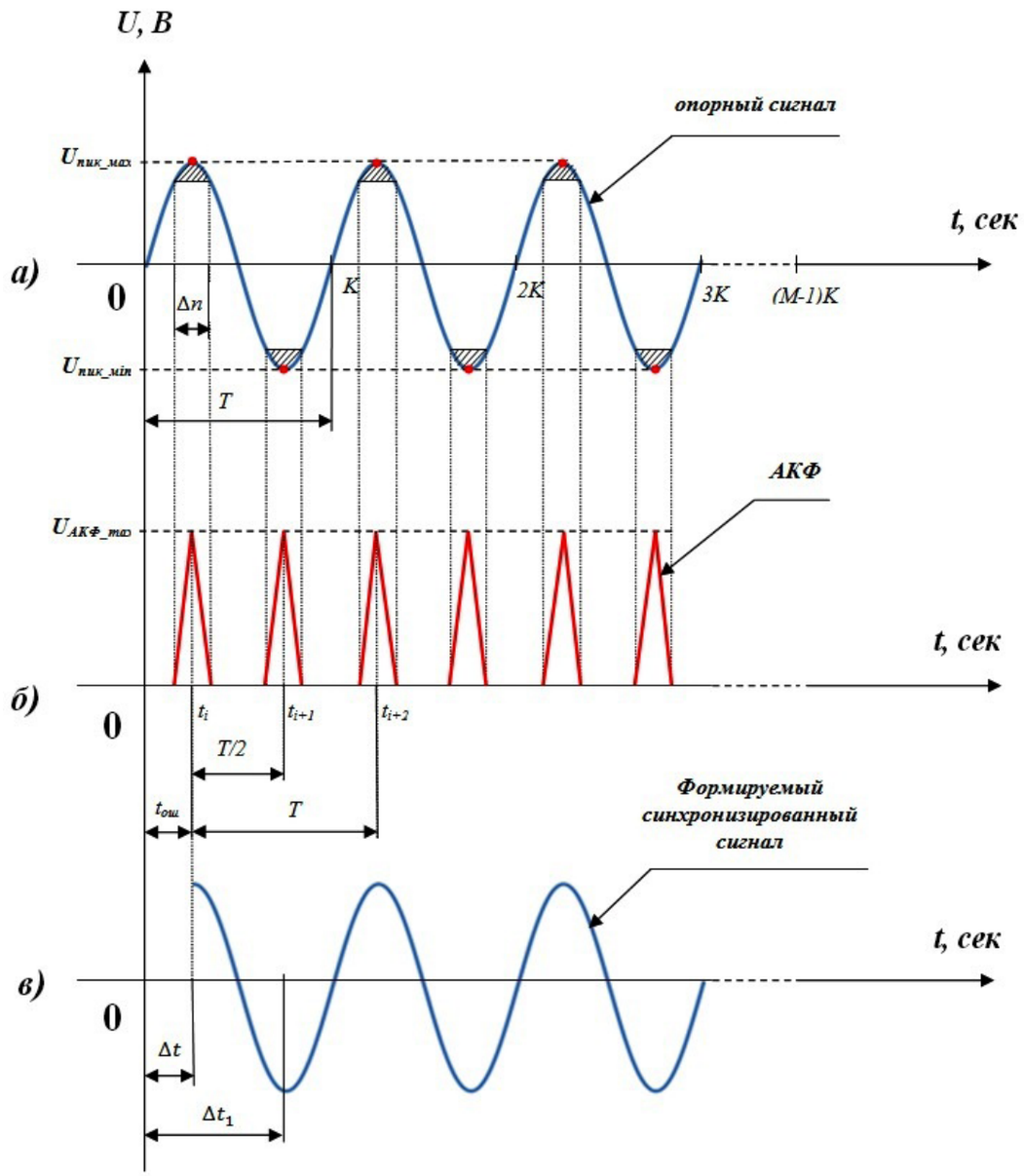


Рис. 2. Процесс синхронизации с применением метода адаптивной синхронизации в зоне предполагаемого максимального или минимального пикового напряжения: а) опорный сигнал на входе АЦП, по которому происходит синхронизация; б) АКФ, вычисляемая в рабочей зоне; в) формируемый синхронизируемый сигнал

В начальный момент времени происходит прием N отсчетов за полный период (рисунок 2а), а также определение вероятных рабочих зон, в которых произойдет вычисление АКФ [2].

Вычисление АКФ осуществляется непрерывно в пределах зон, имеющих ширину отсчетов (рисунок 2а). Отсчет *N*, при котором было достигнуто максимальное значение АКФ, и будет считаться пиковым значением опорного сигнала (рисунок 2б).

Каждое вычисленное значение АКФ сохраняется в регистр с присвоением порядкового номера *k*, который впоследствии учитывается при реализации принципа адаптивности.

Формирование синхронизируемого по опорному напряжению сигнала происходит с максимального, либо с минимального элемента массива, в зависимости от рабочей зоны, в которой происходит синхронизация (рисунок 2в).

Для повышения устойчивости процесса синхронизации производится корректировка полученного пикового значения при помощи метода линейной интерполяции (экстраполяции). Фиксирование позиции максимального значения АКФ происходит в течение всего времени работы, что позволяет реализовать принцип адаптивности, путем вычисления расчетного значения $k'_{i_{расч}}$ положения точки в данный момент времени:

$$k_i \to A\max_i,$$

где k_i — текущее действительное значение порядкового номера, присвоенного в регистре.

$$k'_{i_{расч}} = k_{i-1} + \frac{k_{i-2} - k_{i-1}}{A_{i-2}^{\max} - A_{i-1}^{\max}}\left(A_{i-1}^{\max} - A_i^{\max}\right), \qquad (3)$$

где $k'_{i_{расч}}$ — расчетное значение положения точки в данный момент времени;

k_{i-1} и k_{i-2} — предыдущие действительные значения порядкового номера, присвоенного в регистре;

$A_{i-1}^{\max}$ и $A_{i-2}^{\max}$ — предыдущие максимальные значения вычисленной АКФ.

По полученному расчетному значению происходит поиск положения максимума АКФ. В идеальном случае равенство между текущим и расчетным значениями должно сохраняться:

$$k'_{i_{тек}} = k'_{i_{расч}},$$

где $k'_{i_{тек}}$ — текущее значение положения точки в данный момент времени.

Если равенство сохраняется, то считается, что установлено фазовое соотношение между сигналами, а в $k'_{i_{ист}}$ записывается значение $k'_{i_{тек}}$:

$$k'_{i_{ист}} = k'_{i_{тек}},$$

где $k'_{i_{ист}}$ — истинное значение положения точки в данный момент времени.

Если $k'_{i_{тек}} \neq k'_{i_{расч}}$, то методом усреднения вычисляется новое положение по формуле (4):

$$k_{i_{ср}} = \frac{k'_{i_{тек}} + k'_{i_{расч}}}{2}, \qquad (4)$$

где $k_{i_{ср}}$ — среднее значение положения точки в данный момент времени.

Таким образом произойдет обновление истинного значения положения точки в данный момент времени: $k'_{i_{ист}} = k'_{i_{ср}}$.

При окончании процесса синхронизации (выхода из рабочей зоны) система завершит отслеживание позиции и перейдет к первому этапу синхронизации, при этом формируемый системой сигнал сохранит фазовое соотношение с опорным напряжением.

Процесс отслеживания позиции представлен на рисунке 3.

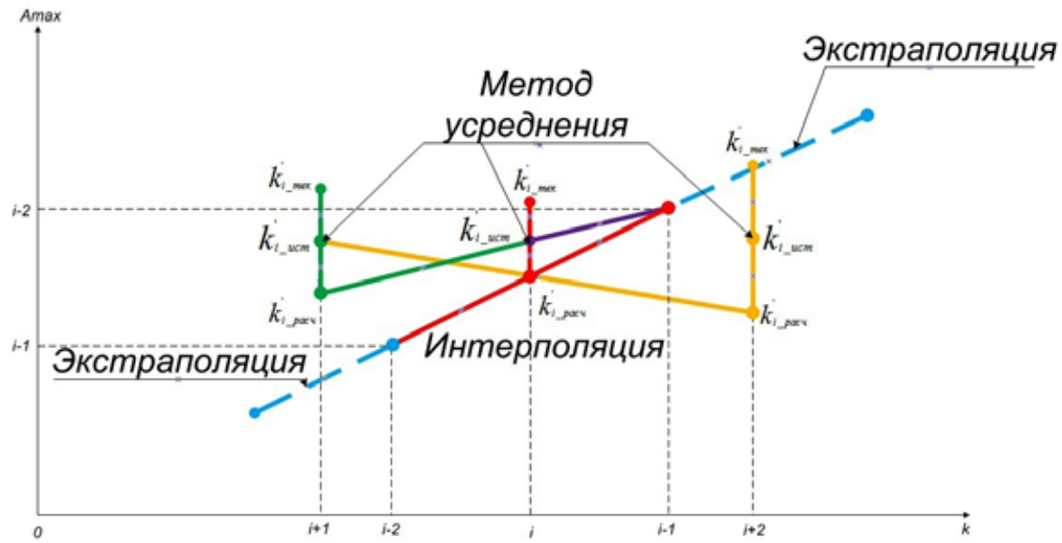


Рис. 3. Процесс отслеживания позиции методом линейной интерполяции (экстраполяции)

Измерение частоты (периода) опорного сигнала происходит путем определения тактовой частоты между максимальными значениями АКФ. Для исключения ложных срабатываний в начальный момент времени вводится понятие начальной временной ошибки (НВО) $\Delta t_{ош}$, которая не учитывается при вычислении частоты (периода) сигнала:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\left(t_{i+2} - t_i\right)},$$

где

f — частота измеряемого сигнала, Гц;

T — период измеряемого сигнала, с;

t_i и t_{i+2} — текущие и предыдущие временные значения измеряемого сигнала, с.

После определения частоты (периода) измеряемого сигнала происходит корректировка частоты формируемого синхронизированного сигнала и обнуление значений t_i и t_{i+2}.

Достоинства:

— повышение быстродействия за счет уменьшения времени обработки данных на последующих этапах синхронизации;

— повышение запаса вычислительной мощности и быстродействия работы систем вследствие исключения пропусков периодов во время синхронизации;

— минимальный сдвиг по фазе между синхронизируемыми сигналами, что повышает точность работы ИИиУС;

— упрощение архитектуры программного обеспечения.

Недостатки:

— необходимость в применении более сложных схемотехнических решений, что приводит, как правило, к снижению надежности устройства за счет введения в схему дополнительных электронных компонентов.

Алгоритм адаптивной синхронизации, примененный в цифровом имитаторе следящей системы

Блок-схема алгоритма адаптивной синхронизации представлена на рисунке 4, из которой видно, что процесс синхронизации разбит на шесть этапов. Прием текущих значений производится до попадания системы в рабочую зону, которая имеет ширину Δn, либо интервал от $-\frac{\Delta n}{2}$ до $\frac{\Delta n}{2}$.

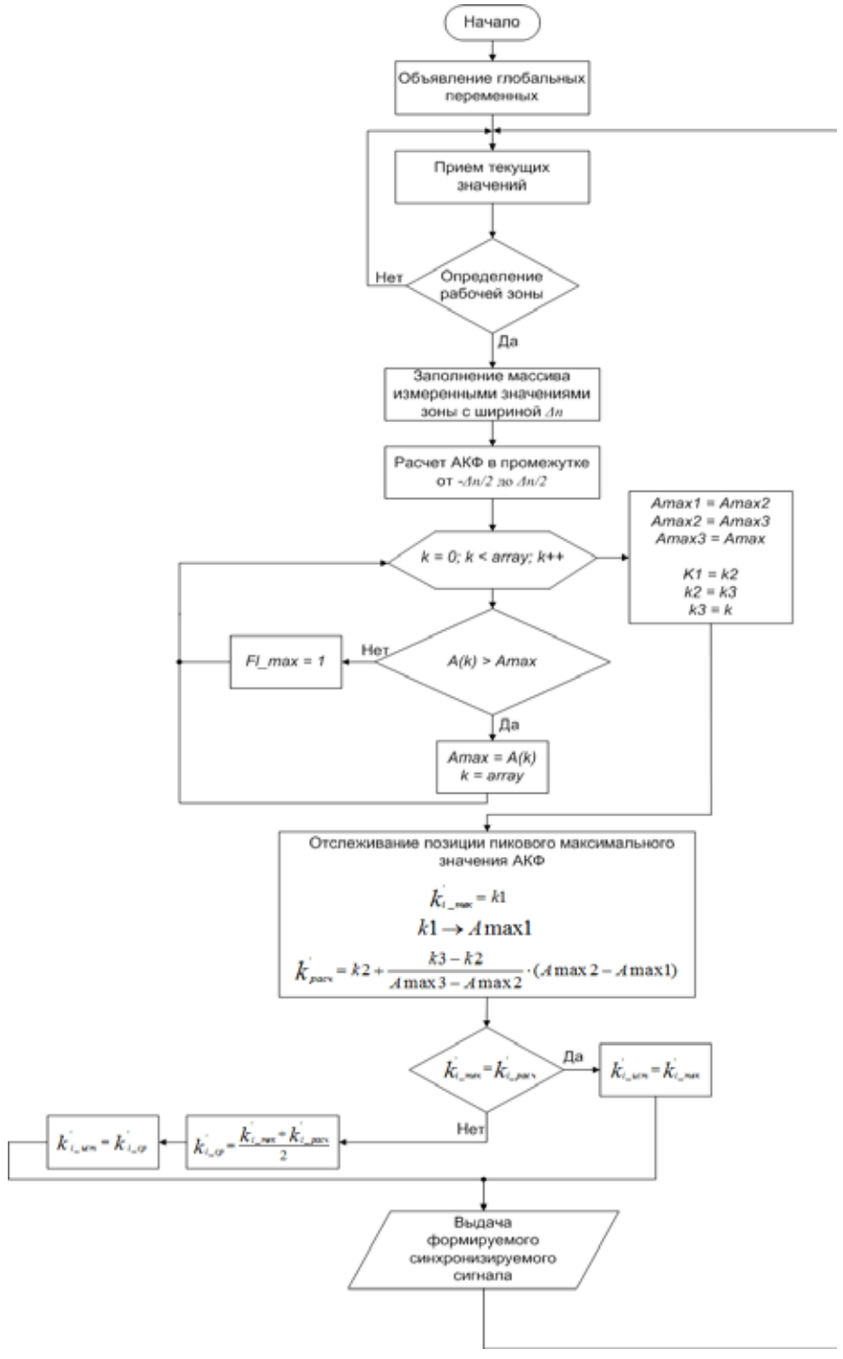


Рис. 4. Блок-схема алгоритма адаптивной синхронизации, реализованного в цифровом имитаторе следящей системы

В рабочей зоне происходит заполнение массива значениями, участвующими при вычислении АКФ. Поиск максимального пикового значения осуществляется путем перебора массива со значениями АКФ, где *array* — количество элементов в данном массиве. При успешном определении максимума АКФ, выставляется флаг *Fl*_max. Результат записывается в переменную A_{max} (максимальное значение АКФ) и переменную k (номер элемента в массиве $A(k)$).

Процесс отслеживания позиции АКФ продолжается непрерывно на протяжении всего времени выполнения программы, что приводит к периодическому обновлению пиковых значений опорного сигнала. По завершению синхронизации, система завершит отслеживание позиции и перейдет к первому этапу.

Математическая модель цифрового имитатора следящей системы, в котором реализован метод адаптивной синхронизации с частотной коррекцией

Модель цифрового имитатора следящей системы выполнена в среде *Matlab v.8.6* (рисунок 5).

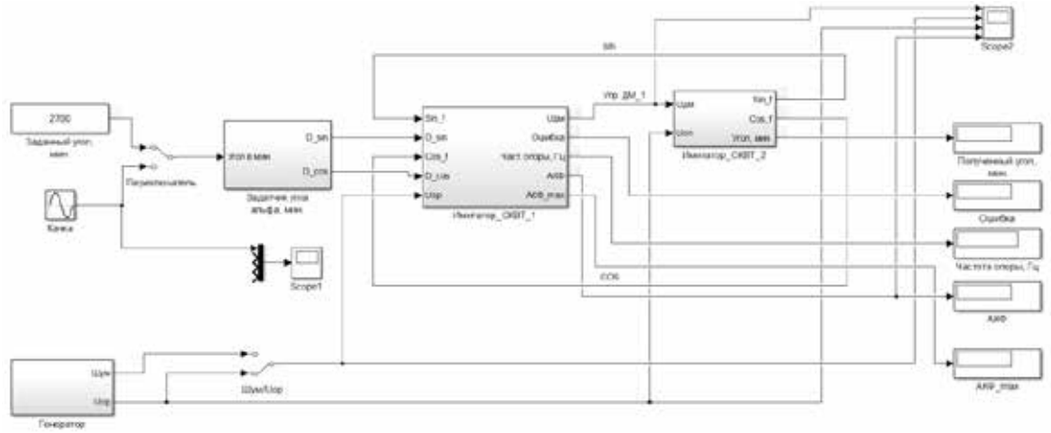


Рис. 5. Математическая модель цифрового имитатора следящей системы

Данная модель позволяет оценить эффективность метода адаптивной синхронизации с частотной коррекцией по сравнению с другими методами синхронизации, а также ее помехоустойчивость. Осциллограммы работы модели, используемые для оценки эффективности метода, приведены ниже.

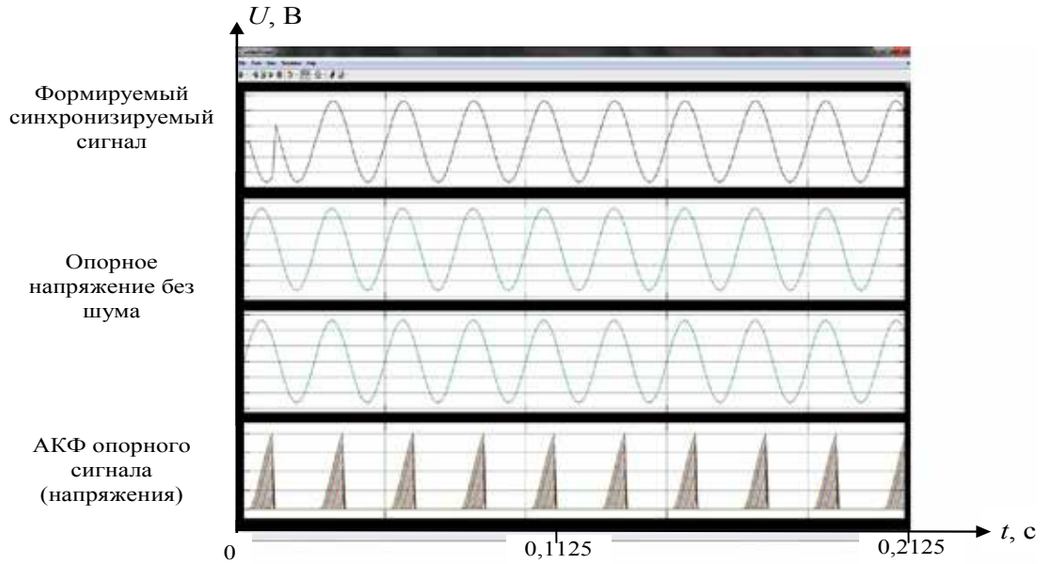


Рис. 6. Процесс синхронизации методом адаптивной синхронизации с частотной коррекцией без влияния помех на опорное напряжение

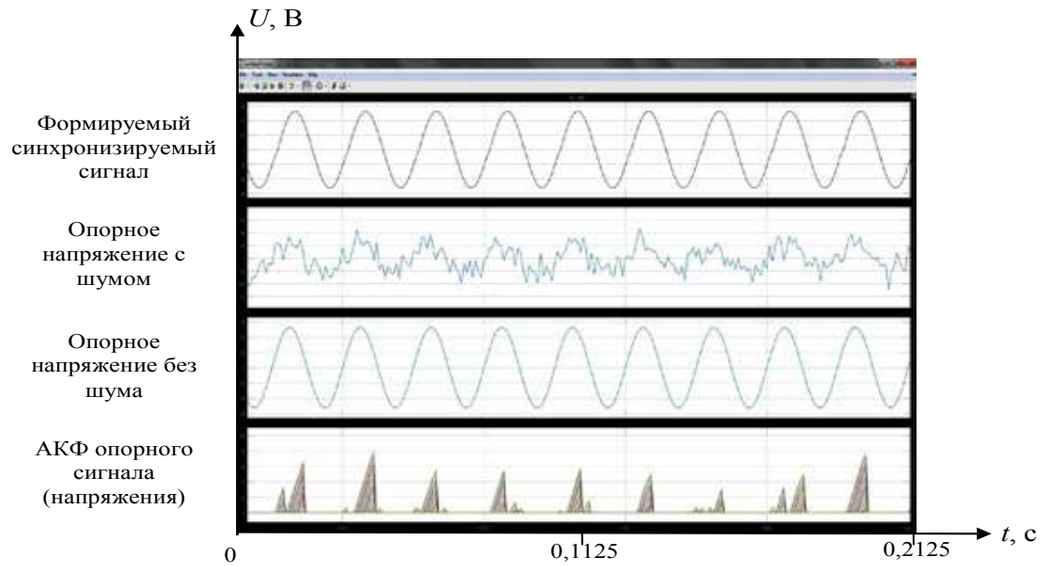


Рис. 7. Процесс синхронизации методом адаптивной синхронизации с частотной коррекцией под влиянием помех на опорное напряжение

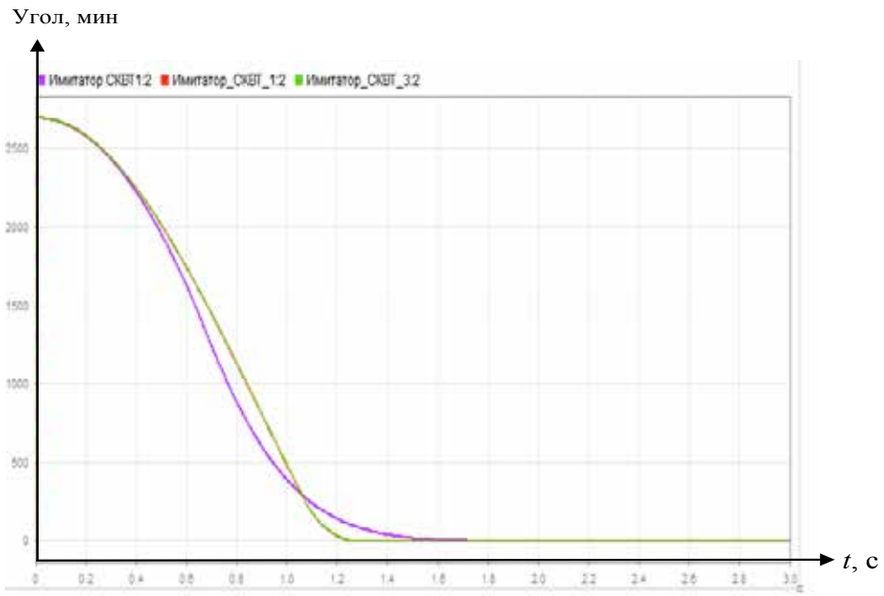


Рис. 8. График быстродействия работы цифровой следящей системы без влияния помех на опорное напряжение

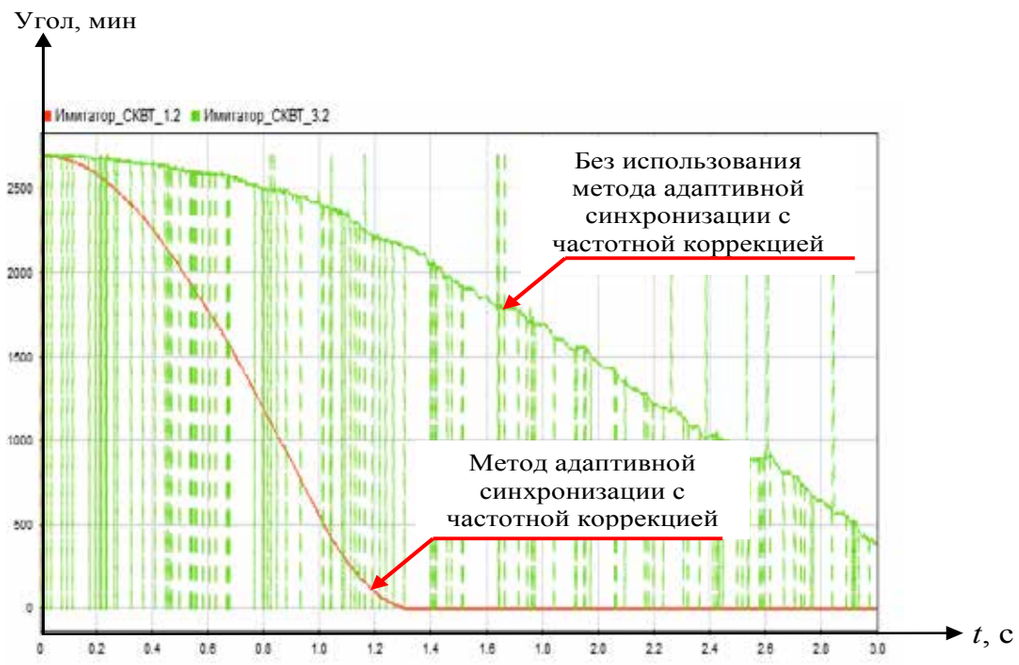


Рис. 9. График быстродействия работы цифровой следящей системы с наложенным на опорное напряжение шумом

Для более детального анализа эффективности метода была произведена имитация морской качки при работе следящей системы в штатном режиме. Результаты анализа представлены на рисунках 10 и 11.

Рис. 10. График имитации качки, при работе цифрового имитатора следящей системы без наложения шума на опорное напряжение

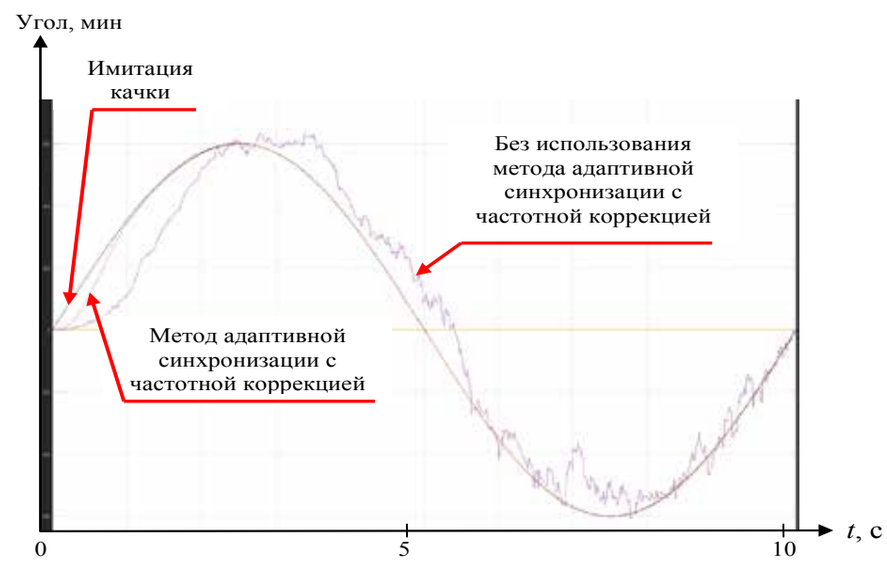


Рис. 11. График имитации качки, при работе цифрового имитатора следящей системы с наложением шума на опорное напряжение

Рисунок 10 показывает процесс синхронизации при имитации морской качки без наложения на опорное напряжение различного рода помех. При этом наблюдается устойчивая работа системы, как с применением данного метода, так и без него, что подтверждается точным наложением этих синусоидальных сигналов на сигнал, имитирующий морскую качку. Наложение происходит на 1,45 секунде.

Рисунок 11 показывает процесс адаптивной синхронизации при работе системы в условиях морской качки и влияния на опорное напряжение различного рода случайных помех. При этом наблюдается потеря параметрической устойчивости системы построенной по принципу работы без использования метода адаптивной синхронизации с частотной коррекцией.

Поэтому предлагаемый метод позволяет существенно повысить быстродействие ИИиУС, что было подтверждено результатами моделирования (рисунок 8 и 10). При этом изменение частоты опорного напряжения, сопровождаемое наложением помех и имитацией морской качки, не приводит к нарушению работоспособности цифрового имитатора следящей системы ни по временным показателям, ни по параметрическим (рисунки 9 и 11), что показало высокую эффективность вышеописанного метода в части устойчивости определения результата к внешним воздействиям.

Метод адаптивной синхронизации с частотной коррекцией позволил создать ряд решений, нашедших применение при разработке приборов адаптации бортовых систем управления и автоматизированных систем контроля на базе АО «ГосНИИП».

В частности, на основе рассмотренных методов были разработаны:

- цифровые имитаторы системы автоматического слежения;
- вычислители для следящих систем.

Литература

1. Автоматика энергосистем: учебное пособие / составители Ю.С. Боровиков, А.С. Гусев, М.В. Андреев, А.О. Сулайманов; Томский политехнический университет. — Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2015. — 196 с.

2. Айфичер, Эммануил С., Джервис, Барри У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд.: Пер. с англ. — М.: ООО «И. Д. Вильямс», 2017. — 992 с.: ил. — Парал. тит. англ.

3. Плохотников К. Е. Вычислительные методы. Теория и практика в среде MATLAB: Курс лекций. Учебное пособие для вузов. — 2-е изд., испр. — М.: Горячая линия — Телеком, 2016. — 496 с.: ил.

Правила оформления материалов, направляемых для опубликования в журнале «Навигация и управление летательными аппаратами»

- Для опубликования в журнале принимаются статьи объемом до 30 с., а также краткие сообщения объемом до 5 стр.
- Статья должна иметь аннотацию не более 600 знаков, ключевые слова.
- На первой странице должны быть указаны: фамилии и инициалы авторов, полное название текста статьи без сокращений, проставлен индекс УДК.
- Материалы должны быть подготовлены в формате *.doc, лист А4, ориентация книжная (вертикальное расположение), шрифт Times New Roman, размер шрифта 12, интервал между строками одинарный, поля (мм): верхнее 22, нижнее 50, левое 30, правое 28, расположение страниц зеркальное. Установить «Автоматическую расстановку переносов». Переносы вручную не ставить.
- Формат формул в MathType или Microsoft Equation: Define Sizes, Full 12 pt, Subscript/Superscript 7 pt, Sub-Subscript/Superscript 5 pt, Symbol 18 pt, Sub-Symbol 12 pt.
- Иллюстрированный материал представляется в формате *.jpg, *.bmp, *.png (разрешение не менее 300 точек на дюйм) или в виде рисунка Word, фрагменты которого объединены в единый объект. Цветные иллюстрации приветствуются.
- В конце текста указывается информация о каждом авторе: Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, полное название и почтовый адрес организации, должность, контактные телефоны (служебный, мобильный или домашний), адрес электронной почты.
- В редакцию предоставляется электронный носитель с текстом статьи и ее распечатка в двух экземплярах, подписанная всеми авторами.
- К статье прилагается экспертное заключение о возможности ее открытой публикации, рецензия, лицензионный договор.
- Плата с авторов за публикацию рукописей не взимается.

Содержание

О. А. Бабич
Фильтр Калмана для глобальной инерциально-спутниковой навигационной системы.....2

А. Г. Кузнецов, В. И. Галкин, Д. Н. Воробьев, А. В. Кондратьев
Минимизация шумовой составляющей в выходных сигналах микромеханических датчиков пилотажных систем управления.....19

И. С. Кикин
Оптимизация точности счисления длины пути самолета в режиме мгновенного апостериорного оценивания.....28

В. Р. Бобылев
Адаптивная синхронизация с частотной коррекцией как метод повышения быстродействия в информационно-измерительных и управляющих системах.....43