



УДК 621391

В.Т. Венедиктов, И.А. Цикин, Е.А. Щербинина
Санкт-Петербург, Россия

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ В ЗАДАЧЕ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

V.T. Venediktov, I.A. Tsikin, E.A. Shcherbinina
St.-Petersburg, Russia

SATELLITE NAVIGATION SIGNALS PROCESSING IN THE FRAMEWORK OF SPACE POSITIONING

Рассмотрен алгоритм определения ориентации летательного аппарата по сигналам спутниковых навигационных систем, основанный на методе максимума пространственной мощности, и его реализация на программируемой элементной базе. Приведены результаты моделирования.

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОРИЕНТАЦИЯ. МАКСИМУМ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ МОЩНОСТИ. НКА. ГЛОБАЛЬНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА. ГЛОНАСС.

The article deals with an algorithm for space orientation of the aircraft by means of satellite navigation systems, based on the method of maximum spatial power. The implementation on programmable electronic components and simulation results are discussed.

SPACE POSITIONING. MAXIMUM OF SPATIAL POWER. NAVIGATION SPACECRAFT. GPS. GLONASS.

При необходимости измерения пространственных координат летательных аппаратов (ЛА) – курса α , крена β и тангажа γ , – в современных радиотехнических системах часто используются сигналы спутниковых навигационных систем (ГЛОНАСС, GPS и т. п.). Такая задача определения пространственной ориентации ЛА может рассматриваться как задача статистической оценки указанных параметров α , β , γ . При этом, в частности, используются такие методы, как метод максимума правдоподобия (МП) [1], обеспечивающий минимум дисперсии оценки, а также метод минимума среднеквадратичного отклонения (СКО) измеренных значений от некоторых «эталонных», получаемых заранее расчетным путем [2].

Использование метода МП в условиях воздействия аддитивного гауссового шума сводится к минимизации значения суммы показателя экспоненты функции правдоподобия следующего вида [1]:

$$Q(x, y, z) = \sum_{i=1}^L \frac{[\Phi_i - (k_{xi}x + k_{yi}y + k_{zi}z)]^2}{2\sigma_i^2},$$

где Φ_i – разность хода сигналов i -го навигационного космического аппарата (НКА), прини-

маемых двумя разнесенными в пространстве антеннами; k_{xi}, k_{yi}, k_{zi} – направляющие косинусы вектора, определяющего направление на i -й НКА; x, y, z – координаты вектора-базы, определяемого положением приемных антенн; σ_i^2 – дисперсия случайной величины Φ_i ; L – число наблюдаемых НКА ($L \geq 2$). Минимизация данной функции сводится к решению системы из L уравнений. Для измерения всех указанных параметров пространственной ориентации необходимое количество используемых антенн увеличивается до трех, что приводит к решению сложной системы из $2L$ уравнений итерационным методом. При этом увеличивается число нелинейных уравнений, в связи с чем встает вопрос о сходимости решений [1], что в конечном счете приводит к большим вычислительным затратам.

Другой метод определения пространственной ориентации заключается в минимизации функции [2]:

$$\Delta\varphi = \sum_{n=1}^N \left[\sum_{l=1}^L \left[\sum_{m=1}^{M-1} (\Delta\varphi_{ЭГm0}^{nl} - \Delta\varphi_{ИЗМm0}^{nl})^2 \right] \right],$$

где $\Delta\varphi_{ЭГm0}^{nl}$ – эталонная разность фаз между сигналами от l -го НКА, приходящими на m -ю и «опорную» антенны, при n -м измерении, заранее рас-

считанная для каждого возможного положения объекта в пространстве; $\Delta\varphi_{ИЗМ\,m0}^{nl}$ – измеренная разность фаз между сигналами от l -го НКА, приходящими на m -ю и «опорную» антенны, при n -м измерении; N – количество временных отсчетов; M – количество антенн. Полученные в результате минимизации $\Delta\varphi$ оптимальные значения $(\Delta\varphi_{ЭТ\,m0})_{opt}$ определяют решение относительно измеряемых параметров α, β, γ .

При необходимости реализации процесса непрерывного измерения собственной пространственной ориентации непосредственно на борту ЛА, особенно в случае жестких ограничений, накладываемых на массогабаритные показатели аппаратуры, перспективность указанных выше методов следует рассматривать в т. ч. с учетом особенностей их реализации на современной программируемой элементной базе. С этой точки зрения преимуществами второго метода могут оказаться меньшие требуемые вычислительные ресурсы и детерминированное время проведения вычислений, что особенно важно при работе в реальном времени. Следует, однако, иметь в виду, что прямое использование приведенной выше формулы для вычисления значений $\Delta\varphi$ может привести к ошибкам, связанным с неоднозначностью представления значений измеряемых фазовых сдвигов. Достаточно привести пример по существу близких значений эталонного и измеренного фазовых сдвигов вблизи 180° , равных соответственно $180^\circ - \delta$ и $180^\circ + \delta$, где $0 < \delta \ll 180^\circ$, когда второе значение может интерпретироваться как отрицательная величина $-(180^\circ - \delta)$. Кроме того, остается неясным соответствие использованного метода минимума СКО методу МП в отношении измерения непосредственно пространственных координат.

С другой стороны, в задачах пеленгации широко используется метод максимума пространственной мощности [3, 4] при определении направления на источник излучения с помощью антенных решеток. При этом комплексная огибающая $Y(t)$ отклика на выходе системы из M антенн (рис. 1) при поступлении сигналов от L источников радиоизлучения (ИРИ) имеет вид:

$$Y(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L w_m (F_{ml}(t) + N_m(t)), \quad (1)$$

где w_1, \dots, w_M – комплексные весовые коэффициенты, формирующие диаграмму направленности антенной решетки; $F_{ml}(t) = a_{ml} \cdot S_l(t)$ – комплекс-

ная огибающая сигнала от l -го ИРИ на выходе антенны АНТ $_m$; $S_l(t)$ – комплексная огибающая сигнала, излучаемого l -м ИРИ; a_{ml} – комплексный коэффициент передачи по направлению между l -м ИРИ и m -й антенной; $N_m(t)$ – комплексная огибающая аддитивного шума на m -й антенне.

Выражение (1) можно записать в матричном виде следующим образом [5]:

$$Y(t) = \mathbf{w}^H (\mathbf{F}(t) + \mathbf{N}(t)), \quad (2)$$

где $\mathbf{w} = [|w_1| \cdot e^{j\theta_1}, \dots, |w_M| \cdot e^{j\theta_M}]^T$ – вектор-столбец весовых коэффициентов; $\mathbf{F}(t) = [F_1(t), \dots, F_M(t)]^T$ – вектор-столбец комплексных огибающих сигналов на выходах антенн, то есть $F_m(t) = \sum_{l=1}^L |a_{ml}| \cdot e^{j\varphi_{ml}} \cdot S_l(t)$, φ_{ml} – фаза сигнала, приходящего на антенну A_m от l -го ИРИ; $\mathbf{N}(t) = [N_1(t), \dots, N_M(t)]^T$ – вектор-столбец комплексных огибающих аддитивного шума на выходах антенн. Знаки T и H означают операции транспонирования и эрмитова сопряжения матриц соответственно.

Тогда «пространственная мощность» [3, 4]

$$P(\mathbf{w}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |Y(t_n)|^2 = \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{B}} \mathbf{w}, \quad (3)$$

где

$$\hat{\mathbf{B}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\mathbf{F}(t_n) + \mathbf{N}(t_n))(\mathbf{F}(t_n) + \mathbf{N}(t_n))^H$$

является оценкой пространственной ковариационной матрицы \mathbf{B} сигналов на выходах антенн $\mathbf{B} = E\{(\mathbf{F}(t) + \mathbf{N}(t))(\mathbf{F}(t) + \mathbf{N}(t))^H\}$ и $E\{\}$ – оператор вычисления математического ожидания.

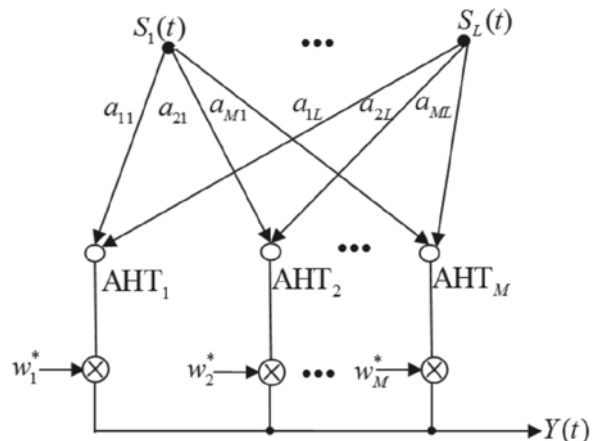


Рис. 1. Схема приема сигналов на M антенн

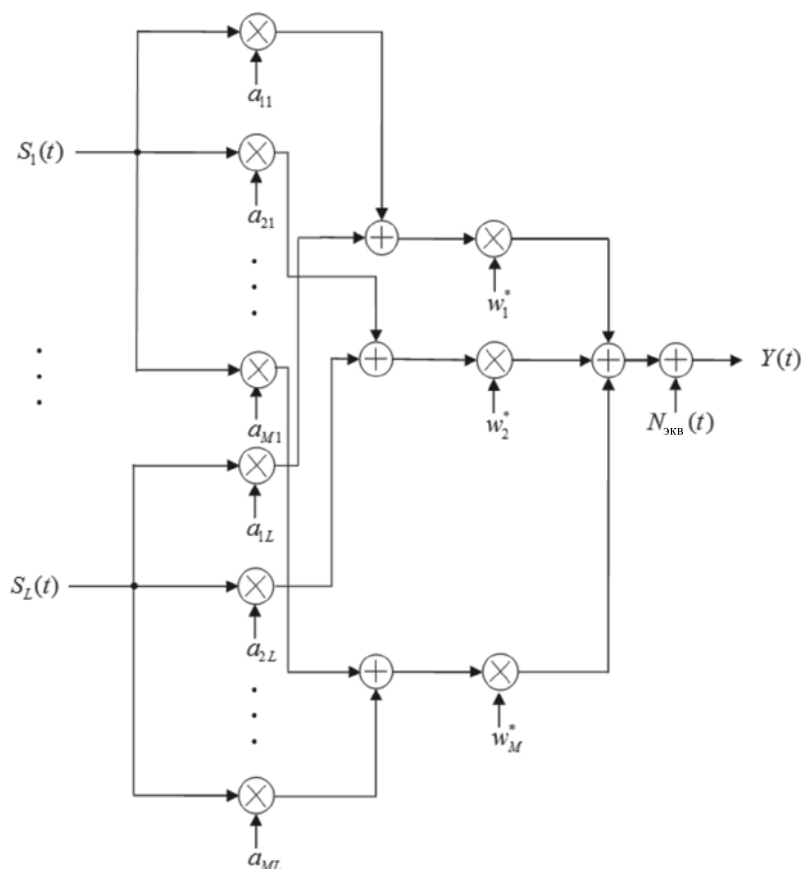


Рис. 2. Эквивалентная схема приема сигналов

Заметим, что схема на рис. 1 может быть представлена в эквивалентной форме (рис. 2), где $N_{\text{экв}}(t) = \sum_{m=1}^M N_m(t) \cdot w_m^*$ – эквивалентный аддитивный шум.

Определение пространственной ориентации на основе метода МПМ

Рассмотрение задачи нахождения максимума величины $P(\mathbf{w})$ начнем с частного случая трех антенн и одного ИРИ. Полагая далее шумы на выходах антенн статистически независимыми процессами с равными диспер-

сиями и нулевыми математическими ожиданиями, имеем $E\{\mathbf{F}(t)\mathbf{N}^H(t)\} = E\{\mathbf{N}(t)\mathbf{F}^H(t)\} = \mathbf{\Theta}$, $E\{\mathbf{N}(t)\mathbf{N}^H(t)\} = \sigma^2\mathbf{I}$, где $\mathbf{\Theta}$ – нулевая матрица, $E\{|N_m(t)|^2\} = \sigma^2$ и \mathbf{I} – единичная матрица. Тогда матрица \mathbf{V} приводится к виду $\mathbf{V} = E\{\mathbf{F}(t)\mathbf{F}^H(t)\} + \sigma^2\mathbf{I}$, и $P(\mathbf{w})$ может быть выражена в форме следующей оценки: $\hat{P}(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\mathbf{F}(t_n)\mathbf{F}^H(t_n)) + \sigma^2\mathbf{I} \right) \mathbf{w}$.

Без существенного ограничения общности рассмотрения, полагая $|w_1| = |w_2| = |w_3| = 1$ и принимая обозначение $F_m(t) = |a_{m1}| \cdot e^{j\theta_{m1}} \cdot S_1(t) = A_m(t) \cdot e^{j\theta_{m1}}$, где $A_m(t) = |a_{m1}| S_1(t)$, получаем:

$$\hat{P}(\mathbf{w}) = \begin{vmatrix} e^{-j\theta_1} & e^{-j\theta_2} & e^{-j\theta_3} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |F_1(t_n)|^2 + \sigma^2 & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_1(t_n)F_2^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_1(t_n)F_3^*(t_n) \\ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_2(t_n)F_1^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |F_2(t_n)|^2 + \sigma^2 & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_2(t_n)F_3^*(t_n) \\ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_3(t_n)F_1^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_3(t_n)F_2^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |F_3(t_n)|^2 + \sigma^2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} e^{j\theta_1} \\ e^{j\theta_2} \\ e^{j\theta_3} \end{vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |A_1(t_n)|^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |A_2(t_n)|^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |A_3(t_n)|^2 + 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (A_1(t_n) A_2^*(t_n)) \cdot e^{-j(\Delta\varphi_{12} - \Delta\theta_{12})} \right\} +$$

$$+ 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (A_1(t_n) A_3^*(t_n)) \cdot e^{-j(\Delta\varphi_{13} - \Delta\theta_{13})} \right\} + 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (A_2(t_n) A_3^*(t_n)) \cdot e^{-j(\Delta\varphi_{23} - \Delta\theta_{23})} \right\} + 3\sigma^2,$$

где $\Delta\varphi_{kn} = \varphi_{k1} - \varphi_{n1}$ и $\Delta\theta_{kn} = \theta_k - \theta_n$.

Учитывая малое значение разностей хода сигналов, поступающих на различные антенны, относительно расстояния до источника сигнала $S_1(t)$, положим $|a_{11}| = |a_{21}| = |a_{31}| = |a_1|$, так что

$$\hat{P}(\mathbf{w}) = \hat{P}_{\text{ср}} (3 + 2 \cdot \cos(\Delta\varphi_{12} - \Delta\theta_{12}) + 2 \cdot \cos(\Delta\varphi_{13} - \Delta\theta_{13}) + 2 \cdot \cos(\Delta\varphi_{23} - \Delta\theta_{23})) + 3\sigma^2, \quad (4)$$

где $\hat{P}_{\text{ср}} = \frac{1}{N} |a_1|^2 \sum_{n=1}^N |S_1(t_n)|^2$ – оценка средней мощности принимаемого сигнала.

Найденные значения $\theta_1, \theta_2, \theta_3$, соответствующие максимуму пространственной мощности, формируют луч (диаграмму направленности), направленный на источник излучения. По полученным $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ можно вычислить угол (пеленг) между направлением на источник излучения из точки пеленгации и некоторым исходным направлением.

Обратим внимание на то, что функция $\hat{P}(\mathbf{w})$ достигает максимума при условиях $\Delta\theta_{12} = \Delta\varphi_{12}, \Delta\theta_{23} = \Delta\varphi_{23}, \Delta\theta_{13} = \Delta\varphi_{13}$.

Однако в реальной ситуации осуществляется поиск максимума не функции $\hat{P}(\mathbf{w})$, а близкой (по величине) к ней пространственной мощности, вычисляемой в соответствии с (3) на основе анализа процесса $Y(t)$. Поэтому получаемые значения $\Delta\theta_{kn}$ оказываются равными не истинным значениям $\Delta\varphi_{kn}$, а лишь некоторым оценкам $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ указанных истинных значений.

Далее, введя обозначение

$$\hat{R} = \cos(\Delta\varphi_{12} - \Delta\theta_{12}) + \cos(\Delta\varphi_{13} - \Delta\theta_{13}) + \cos(\Delta\varphi_{23} - \Delta\theta_{23}), \quad (5)$$

отметим, что условия достижения максимума $\hat{P}(\mathbf{w})$ совпадают с условиями достижения максимума функции \hat{R} .

С другой стороны, значения $\Delta\varphi_{kn}$, как отмечалось выше, могут быть оценены методом МП. При большом отношении сигнал/шум (малых значениях дисперсии измеренных значений разностей фаз) закон распределения измеряемых разностей фаз $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ сигналов, поступающих на k -ю и n -ю антенны, аппроксимируется нормаль-

ным законом [6], так что плотность распределения вероятностей значений $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ имеет вид:

$$W(\Delta\tilde{\varphi}_{kn}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\Delta\varphi}} \exp\left(-\frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{kn} - \Delta\varphi_{kn})^2}{2\sigma_{\Delta\varphi}^2}\right), \quad (6)$$

где $\Delta\varphi_{kn}$ – истинное значение разностей фаз.

В рассматриваемом случае трех антенн и одного ИРИ, учитывая статистическую независимость шумов на различных антеннах, функцию правдоподобия результатов измерений можно представить в виде:

$$W(\Delta\tilde{\varphi}_{12}, \Delta\tilde{\varphi}_{13}, \Delta\tilde{\varphi}_{23} / \Delta\varphi'_{12}, \Delta\varphi'_{13}, \Delta\varphi'_{23}) =$$

$$= \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^3 \cdot \sigma_{\Delta\varphi}^3} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{12} - \Delta\varphi'_{12})^2}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} + \frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{13} - \Delta\varphi'_{13})^2}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} + \frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{23} - \Delta\varphi'_{23})^2}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} \right)\right). \quad (7)$$

Максимум функции правдоподобия (7) достигается при $\Delta\varphi'_{12} = \Delta\tilde{\varphi}_{12}, \Delta\varphi'_{13} = \Delta\tilde{\varphi}_{13}, \Delta\varphi'_{23} = \Delta\tilde{\varphi}_{23}$, так что оптимальными оценками по МП, получаемыми на основе анализа результатов измерения фазовых сдвигов, являются именно измеренные разности фаз сигналов. При больших значениях отношения сигнал/шум можно полагать, что получаемые на основе метода МПМ оценки $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ оказываются близки к оценкам разностей фаз, получаемым по рассмотренному выше методу МП, т. е. равными измеренным значениям $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$. Именно поэтому при решении задачи пеленгации ИРИ можно использовать метод поиска максимума функции R вида

$$R = \cos(\Delta\tilde{\varphi}_{12} - \Delta\theta_{12}) + \cos(\Delta\tilde{\varphi}_{13} - \Delta\theta_{13}) + \cos(\Delta\tilde{\varphi}_{23} - \Delta\theta_{23}), \quad (8)$$

т. е. в рассматриваемых условиях больших значений отношения сигнал/шум достижение максимума функции правдоподобия измеряемых значений разностей фаз соответствует условиям максимума функции R .

Вернемся к решению задачи определения пространственной ориентации объекта по сигналам спутниковых навигационных систем. Принципиальное отличие этой задачи от задачи пеленгации

ИРИ заключается в том, что в последнем случае положение ЛА, включая его пространственную ориентацию, является известным. При определении пространственной ориентации известными являются координаты ИРИ (в данном случае положение НКА), а также координаты ЛА как материальной точки. При этом подлежат измерению значения α, β, γ . Для любого конкретного положения НКА заранее (или в процессе измерений) могут быть рассчитаны значения разностей фаз между сигналами, приходящими на антенны, при любой возможной ориентации ЛА. Учитывая (8), в конечном счете может быть построена зависимость функции R от значений α, β, γ , максимуму которой соответствуют искомые значения пространственных координат.

Итак, в основу алгоритма определения углов ориентации можно положить функцию R из (8), где $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ – измеренные разности фаз сигналов, поступающих на k -ю и n -ю антенны; $\Delta\theta_{kn}$ – эталонные разности фаз [2], которые рассчитываются для каждого возможного положения ЛА в пространстве. В свою очередь, связь значений $\Delta\theta_{kn}$ с соответствующими значениями углов пространственной ориентации α, β, γ легко получить на основе рассмотрения системы координат, связан-

ной с ЛА (рис. 3), где за центр системы координат принято положение одной из антенн (АНТ₁), за ось OX – поперечная, за ось OY – продольная, а за ось OZ – вертикальная оси ЛА. Вращение вокруг оси OX соответствует изменению тангажа γ ; вращение вокруг оси OY – крена β ; вращение вокруг оси OZ – курса α .

Используя матрицы поворота антенной системы относительно заданной системы координат (матрицы направляющих косинусов), получаем соответствие всех возможных комбинаций углов α, β, γ и координат антенн (x_m, y_m, z_m) , а следовательно, и соответствие эталонных разностей фаз различным значениям α, β, γ , поскольку связь значений $\Delta\theta_{kn}$ с координатами антенн взаимнооднозначна и определяется очевидным соотношением:

$$\Delta\theta_{kn} = \frac{2\pi}{\lambda} [\cos(\beta_{\text{НКА}})(x_m \sin(\alpha_{\text{НКА}}) + y_m \cos(\alpha_{\text{НКА}})) + \sin(\beta_{\text{НКА}})z_m],$$

где $\alpha_{\text{НКА}}, \beta_{\text{НКА}}$ – азимут и склонение НКА.

Пространственная ориентация ЛА по сигналам нескольких НКА

Очевидно, что использование двух и более

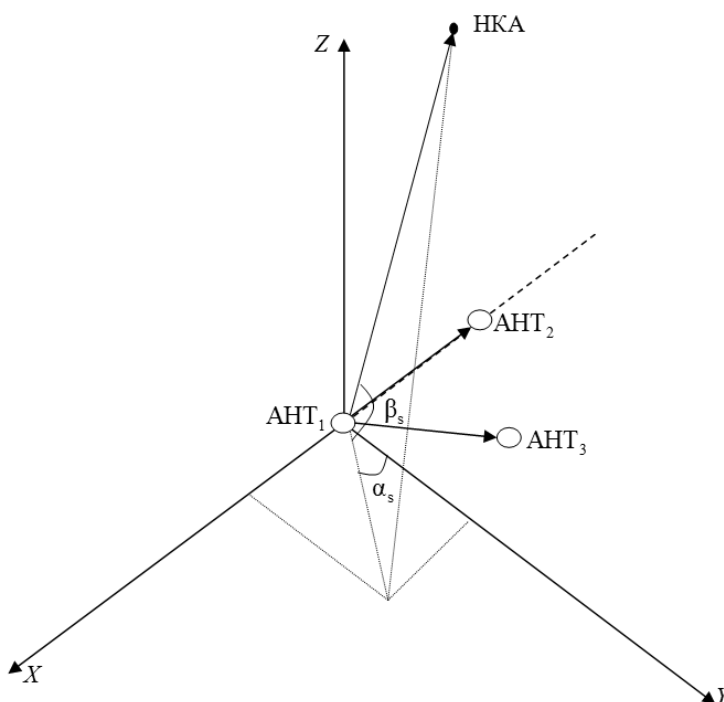


Рис. 3. Система координат, связанная с объектом

различных НКА при определении ориентации ЛА должно привести к повышению точности измерений, поскольку при обработке сигналов от НКА оцениваются одни и те же параметры α, β, γ . При этом можно воспользоваться тем, что содержащиеся в суммарном сигнале $Y(t)$ сигналы от различных НКА отличаются по форме (как в системе GPS) или по несущей частоте (как в системе ГЛОНАСС). Анализируя эти сигналы в квазипараллельном режиме, когда сигналы от различных НКА обрабатываются со сдвигами во времени, значительно меньшими, чем интервал корреляции процессов изменения параметров ориентации ЛА, появляется возможность вычисления функций R_j , представляющих собой функции R из (8), вычисленные отдельно для каждого НКА. Тогда задача определения ориентации ЛА оказывается подобной задаче приема информации в условиях пространственного разнесения [7]. В частности, может использоваться алгоритм максимизации функции R_Σ вида:

$$R_\Sigma = \sum_{l=1}^L [\cos \Delta\psi_{12}^{(l)} + \cos \Delta\psi_{13}^{(l)} + \cos \Delta\psi_{23}^{(l)}], \quad (9)$$

где $\Delta\psi_{kn}^{(l)} = \Delta\tilde{\varphi}_{kn}^{(l)} - \Delta\theta_{kn}^{(l)}$.

Особенности реализации приема и обработки сигналов НКА на программируемой элементной базе

Рассмотрим особенности реализации приема и обработки сигналов НКА при пространственной ориентации ЛА на основе метода максимизации R_Σ в (9). Современная элементная база включает два типа устройств цифровой обработки сигналов: программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) и цифровые процессоры обработки сигналов (ЦПОС). Хотя грань между этими типами все более размывается, можно утверждать следующее: ПЛИС обеспечивают большее быстродействие устройств обработки, оставаясь, тем не менее, более дорогостоящими и требующими больших затрат на этапе разработки конкретных устройств.

Сигналы НКА занимают широкую (более 10 МГц) полосу частот, что приводит к необходимости применения ПЛИС для реализации входных цепей устройства (например, схем выделения низкочастотных квадратурных составляющих сигналов). С другой стороны, сложные алгоритмы синхронизации, слежения, расчета навигационных параметров проще реализовать на ЦПОС.

Как следствие, важнейшей целью проектирования становится рациональное распределение вычислительной нагрузки между ПЛИС и ЦПОС.

Рассмотрим задачи, которые нужно решить в процессе определения пространственной ориентации ЛА. Отметим, что при реализации соответствующих алгоритмов на ЦПОС целесообразно использовать средства организации параллельных процессов, предоставляемые операционной системой ЦПОС.

Вычисление параметров ЛА и НКА. Исходными данными для работы устройства являются координаты ЛА, азимут и склонение НКА, а также доплеровский сдвиг частоты сигнала НКА. Для получения этих параметров целесообразно использовать стандартный навигационный приемник, необходимые вычисления можно выполнить в виде низкоприоритетного параллельного процесса на ЦПОС.

Синхронизация. Задача определения временного положения сигнала НКА возникает при появлении нового НКА, а также при срыве слежения за НКА. Для решения этой задачи можно организовать параллельный процесс на ЦПОС, реализующий фильтр, согласованный с сигналом НКА, методом быстрой свертки.

Слежение за НКА. Для слежения за временным положением сигнала НКА достаточно рассчитать выход оптимального приемника лишь вблизи найденного при синхронизации положения, поэтому целесообразно реализовать этот процесс на основе корреляторов. Количество таких корреляторов определяется количеством находящихся в слежении НКА, что может привести к перегрузке ЦПОС, поэтому целесообразно перенести реализацию корреляторов на ПЛИС.

Расчет разностей фаз. Разности фаз рассчитываются на основе выходных сигналов корреляторов, их расчет не требует больших вычислительных ресурсов и может быть реализован в виде высокоприоритетного параллельного процесса на ЦПОС.

Расчет углов ориентации ЛА. Решение данной задачи целесообразно реализовать на ЦПОС в фоновом режиме, используя свободное от других задач время. Кроме того, целесообразно предусмотреть два режима работы: поиска и слежения. Поскольку выражение (9) имеет максимум, равный $3L$, в качестве критерия изменения режима можно использовать отношение $R_\Sigma / 3L$.

На основе рассмотренных принципов реали-

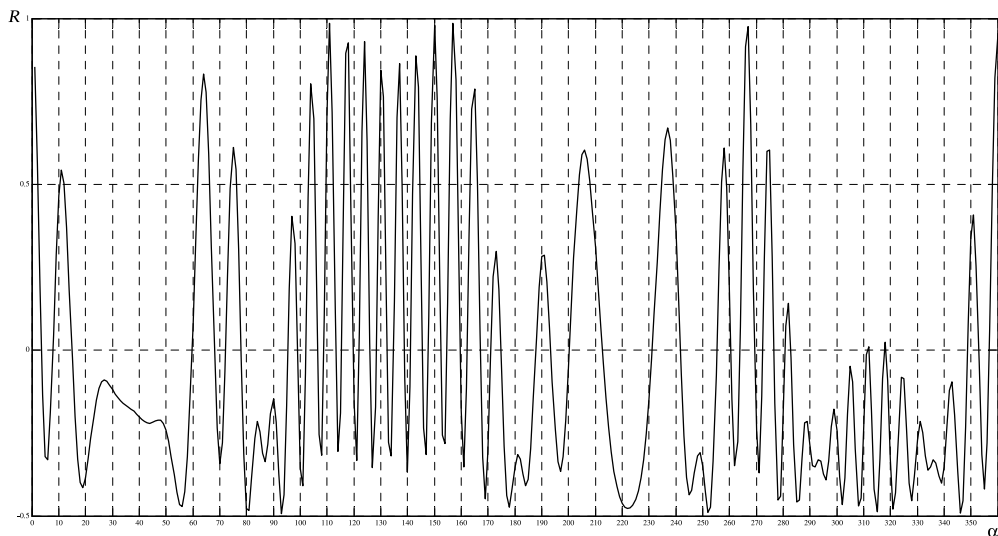


Рис. 4. Зависимость значений функции R от значений курсового угла α (моделирование)

зовано устройство пространственной ориентации на базе ПЛИС Virtex-5 фирмы Xilinx и ЦПОС TMS320C6455 фирмы Texas Instruments. Как показали испытания, данное устройство при слежении за десятью НКА обеспечивает длительность процесса расчета углов ориентации не более 10 мс.

Моделирование в среде Matlab алгоритма определения пространственной ориентации

В среде Matlab разработана модель определения углов ориентации ЛА на основе использования сигналов различных НКА. В модели рассматриваются сигналы от произвольного (от одного

до десяти) числа НКА и рассчитываются значения эталонных разностей фаз $\Delta\theta_{kn}$ для каждого из возможных положений ЛА и НКА. При этом используется распределение измеренных разностей фаз в соответствии с выражением (6), где за истинное значение разности фаз $\Delta\varphi_{kn}$ принимается значение эталонных разностей фаз для заданного положения ЛА. В качестве иллюстрации работы созданной модели на рис. 4 и 5 представлены нормированные значения функции R_{Σ} в случаях использования сигналов одного и семи НКА соответственно в зависимости от различных значений курсового угла α при истинном значении $\alpha = 150^\circ$.

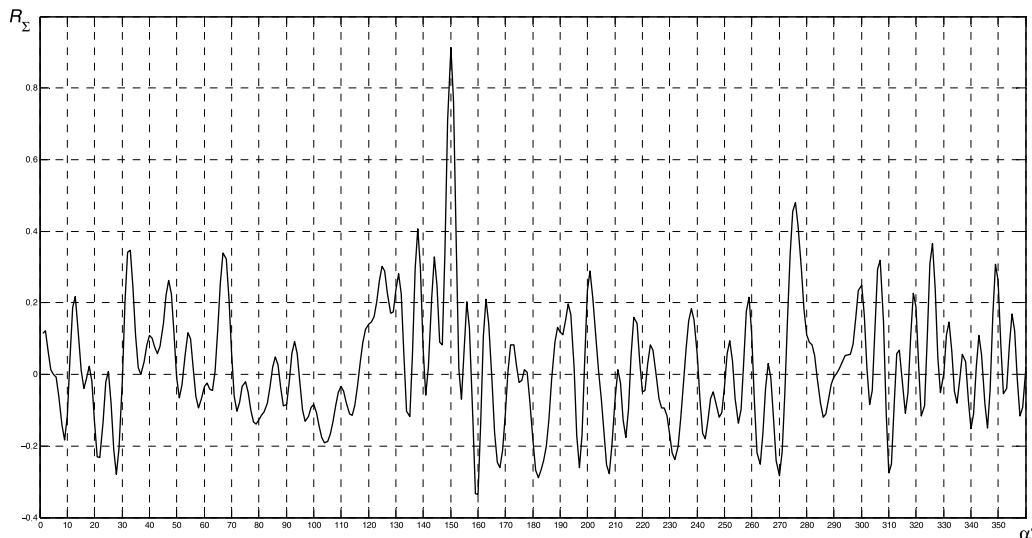


Рис. 5. Зависимость значений функции R_{Σ} от значений курсового угла α (моделирование)

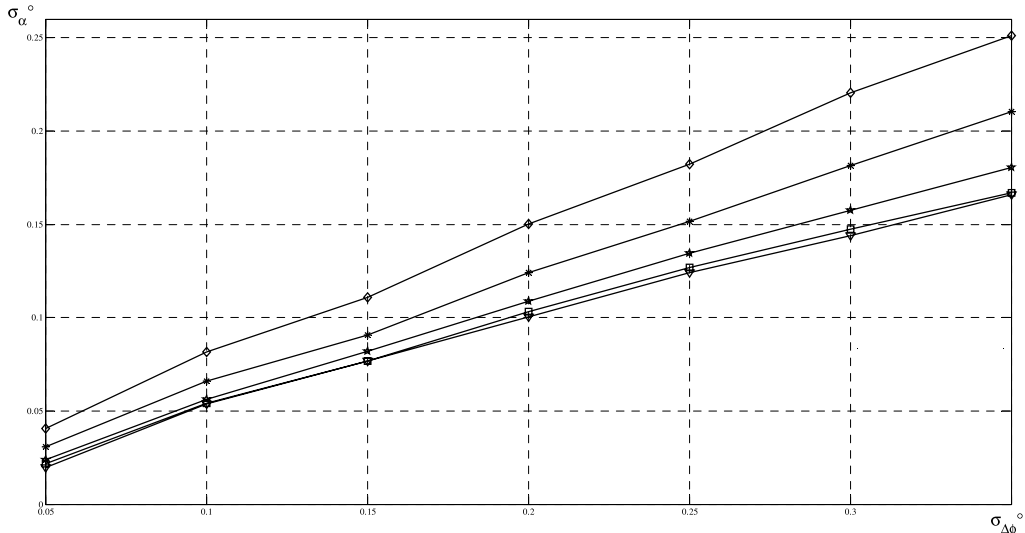


Рис. 6. Зависимость СКО измеренного значения курсового угла σ_α от величины $\sigma_{\Delta\varphi}$ (—◇—) 4 спутника; (—★—) 5 спутников; (—▲—) 6 спутников; (—■—) 7 спутников; (—▼—) 8 спутников

Выбор данного значения α , а также значений ряда параметров, таких, как склонение (β_s) и азимут (α_s) НКА при моделировании обусловлен именно такими же (или близкими к ним) значениями, которым соответствуют записи реальных принимаемых сигналов, используемые ниже при иллюстрации работы рассматриваемой модели устройства обработки (рис. 7, 8).

На рис. 6 приведена зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) измеренного значения курсового угла σ_α от величины $\sigma_{\Delta\varphi}$ при одновременном использовании сигналов от че-

тырех до восьми НКА. Заметим, что указанные выше реальные записи сигналов соответствуют ситуации, когда $\sigma_{\Delta\varphi} \approx 0,1^\circ$. Как видно из результатов моделирования, в рассматриваемых условиях значения σ_α меняются от $0,08$ до $0,05^\circ$ при изменении количества наблюдаемых НКА от четырех до семи, причем дальнейшее увеличение числа НКА уже не существенно повышает точность измерения.

В среде Matlab также разработана полунатурная модель определения углов ориентации ЛА, использующая записи реальных сигналов, кото-

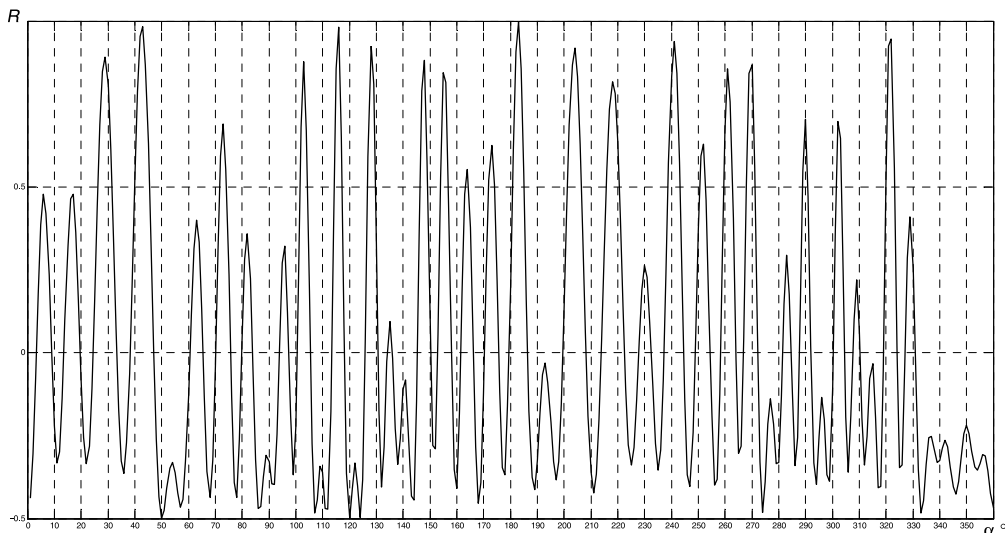


Рис. 7. Зависимость значений функции R от значений курсового угла α (обработка реальных записей)

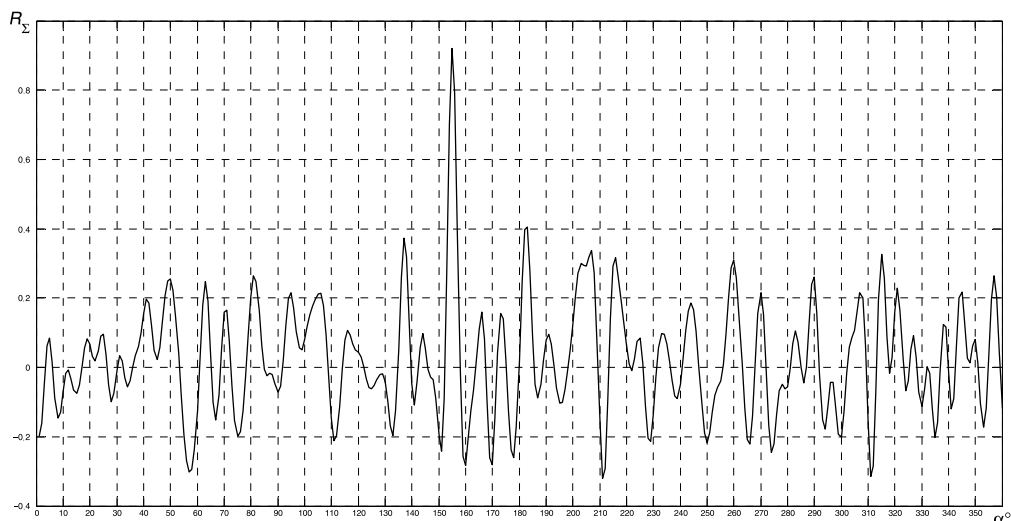


Рис. 8. Зависимость значений функции R_{Σ} от значений курсового угла α (обработка реальных записей)

рые представлены в виде отсчетов $I_k = A_k \cdot \cos \varphi_k$ и $Q_k = A_k \cdot \sin \varphi_k$ комплексной огибающей сигналов, проходящих на k -ю антенну, где A_k и φ_k – амплитуда и фаза сигнала. Измеренные разности фаз сигналов, соответствующие реальным записям, рассчитаны следующим образом:

$$\Delta \tilde{\varphi}_{kn} = \text{ATAN2}(Q_k, I_k) - \text{ATAN2}(Q_n, I_n).$$

Указанные записи содержат информацию о значениях склонения и азимута НКА, а также истинное значение углов ориентации ЛА.

На рис. 7 и 8 в качестве иллюстрации представлены результаты обработки реальных записей сигналов от одного (рис. 7) и семи (рис. 8) НКА системы ГЛОНАСС: значения функции R_{Σ} в зависимости от различных значений курсового угла α при истинном значении $\alpha = 155^\circ$. Приве-

денные результаты качественно подтверждают результаты моделирования (рис. 4, 5).

Таким образом, при больших значениях отношения сигнал/шум (малых значениях дисперсии $\sigma_{\Delta\varphi}^2$) определение пространственной ориентации ЛА на основе максимизации функции R приводит к результатам, близким к тем, которые получаются на основе методов МПМ или МП. Так, в представляющих практический интерес условиях, когда $\sigma_{\Delta\varphi} \approx 0,2^\circ$, погрешность в определении курсового угла составляет приблизительно $0,1^\circ$.

Созданные модели позволяют проводить исследования точности определения углов ориентации в различных условиях при использовании сигналов от различного числа НКА систем ГЛОНАСС и GPS.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Фатеев, Ю.Л.** Определение угловой ориентации объектов на основе глобальных навигационных спутниковых систем [Текст] / Ю.Л. Фатеев // Радиотехника. –2002. –№ 7. –С. 51–57.
2. **Ветров, Ю.В.** Повышение точности пространственного позиционирования объектов за счет использования сигналов спутниковых навигационных систем [Текст] / Ю.В. Ветров, А.С. Давыденко, О.В. Царик // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2009. –№ 2 (76).
3. **Hamid, Krim.** Two decades of array signal processing research. The parametric approach [Text] / Krim Hamid, Mats Viberg // IEEE signal proc. magazine. –July 1996.
4. **Петров, В.П.** Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках [Текст] / В.П. Петров, А.К. Шауэрман // Вестник СибГУТИ. –2011. –№ 2.
5. **Harry, L.** Optimum Array Processing. PartIV of Detection, Estimation and Modulation Theory [Text] / L. Harry, Van Trees. –2002.
6. **Цветнов, В.В.** Статистические свойства сигналов и помех в двухканальных фазовых системах [Текст] / В.В. Цветнов //Радиотехника. –1957. –Т. 12. –№ 5.
7. **Андронов, И.С.** Передача дискретных сообщений по параллельным каналам [Текст] / И.С. Андронов, Л.М. Финк. –М.: Советское радио, 1971.

REFERENCES

1. Fateev Iu.L. Opredelenie uglovoi orientatsii ob»ektov na osnove global'nykh navigatsionnykh sputnikovykh sistem / Radiotekhnika. –2002. –№ 7. –S. 51–57. (rus)
2. Vetrov Iu.V., Davydenko A.S., Tsarik O.V. Povyshenie tochnosti prostranstvennogo pozitsionirovaniia ob»ektov za schet ispol'zovaniia signalov sputnikovykh navigatsionnykh sistem / Nauchno-tehnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. –2009. –№ 2 (76). (rus)
3. Hamid Krim, Mats Viberg Two decades of array signal processing research. The parametric approach // IEEE signal processing magazine. –July 1996.
4. Petrov V.P., Shauerman A.K. Spektral'nye sposoby otsenki napravleniia istochnikov signalov v adaptivnykh antennykh reshetkakh / Vestnik SibGUTI. –2011. –№ 2. (rus)
5. Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing; P. IV of Detection, Estimation and Modulation Theory. –2002.
6. Tsvetnov V.V. Statisticheskie svoistva signalov i pomekh v dvukhkanal'nykh fazovykh sistemakh / Radiotekhnika. –1957. –T. 12. –№ 5. (rus)
7. Andronov I.S., Fink L.M. Peredacha diskretnykh soobshchenii po parallel'nym kanalams. –Moscow: Sovetskoe radio, 1971. (rus)