

Сомов С.Е., Бутырин С.А., Сомова Т.Е.

РОБАСТНОЕ ГИРОСИЛОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОРИЕНТАЦИЕЙ СПУТНИКА ЗЕМЛЕОБЗОРА ПРИ ВРЕМЕННЫХ ЗАПАЗДЫВАНИЯХ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Введение

Для малых информационных космических аппаратов (КА) актуальна проблема робастного управления ориентацией. Конструкция мини-спутников землеобзора содержит подвижные панели солнечных батарей (СБ) для обеспечения энергией электромеханических и магнитных приводов. При управлении КА применяется астроинерциальная система для определения ориентации и следующий состав исполнительных органов: силовой гироскопический кластер (СГК) на основе трех гироскопов и магнитный привод (МП), создающий вектор механического момента за счет взаимодействия с магнитным полем Земли, где необходим учет зависимости этого момента от направления вектора индукции магнитного поля Земли (МПЗ).

В статье рассматриваются проблемы многократной дискретной фильтрации и робастного управления ориентацией миниспутника землеобзора, когда имеются временные запаздывания различных типов [1]. В первом разделе представляется методика анализа устойчивости и синтеза цифровых законов управления в непрерывно-дискретных системах с тремя типами запаздывания, которая далее применяется для решения задач цифрового управления СГК и его разгрузки от вектора накопленного кинетического момента (КМ).

1. Устойчивость многократных систем с запаздыванием

Вводится линейный стационарный объект с кусочно-постоянным управлением

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}_k(t), \quad \dot{\mathbf{u}}_k(t) = \mathbf{0}; \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t - T_{zy}); \quad \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0, \quad (1)$$

где $t \in T_0 \equiv [t_0, +\infty)$, $t_0 = 0$, вектор $\mathbf{x}(t) \in \mathbf{R}^n$ описывает состояние объекта, вектор цифрового управления $\mathbf{u}_k(t) = \{\mathbf{u}_{jk}(t)\} \in \mathbf{R}^r$ с $\mathbf{u}_k(t_k) = \mathbf{u}_k = \mathbf{v}_{k-1}$ и $\mathbf{u}_k(t_k + T_{zu}) = \mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{v}_k$, $t_k = kT_u$, $k \in N_0 \equiv \{0, 1, 2, 3, \dots\}$ вычисляется в дискретные моменты времени $t_k + T_{zu}$ и фиксируется

на полуинтервале времени $t \in [t_k + T_{zu}, t_{k+1} + T_{zu})$. При определении функции-фиксатора $Zh[t, t_k, \mathbf{v}_{jk}] \equiv \mathbf{v}_{jk} = \text{const} \quad \forall t \in T_k \equiv [t_k, t_{k+1})$. Это представляется в виде

$$\mathbf{u}_k(t) = \{\mathbf{u}_{jk}(t)\}; \quad \mathbf{u}_{jk}(t) = Zh[t - T_{zu}, t_k, \mathbf{v}_{jk}] = \begin{cases} \mathbf{v}_{jk-1}, & t \in [t_k, t_k + T_{zu}), \\ \mathbf{v}_{jk}, & t \in [t_k + T_{zu}, t_{k+1}), \end{cases} \quad (2)$$

где вектор $\mathbf{v}_k = \{\mathbf{v}_{jk}\} \in \mathbf{R}^r$ представляет дискретную текущую команду – выход дискретного алгоритма управления в дискретные моменты времени t_k (рис. 1).

Измерение $\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t - T_{zy})$ состояния объекта (1) является неполным и выполняется только в моменты времени $t_s = sT_q$, $s \in \mathbf{N}_0$ с периодом $T_q \leq T_u$, кратным периоду управления T_u (рис. 1).

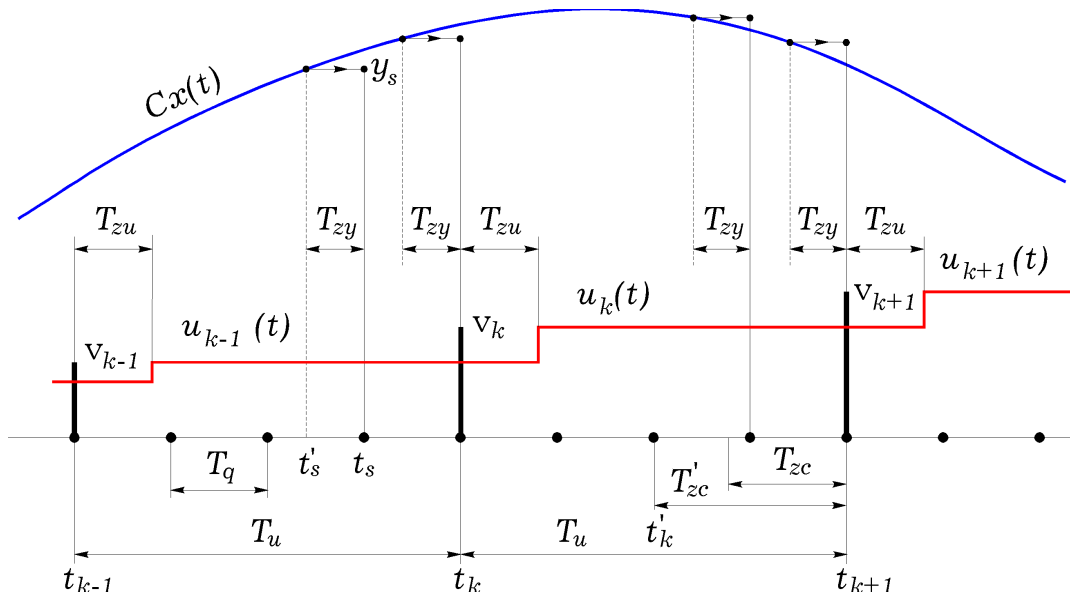


Рис. 1. Схема формирования цифрового управления с тремя видами запаздывания

Для $T_q < T_u$ при вычислении вектора $\mathbf{v}_{k+1} = \mathbf{v}(t_{k+1})$ могут использоваться измерения, не более поздние, чем

$$\mathbf{y}(t'_k) \equiv \mathbf{y}(kT_u + n_{vc}T_q) = \mathbf{C}\mathbf{x}((k+1)T_u - (n_{zy} + n_{zc})T_q), \quad (3)$$

где $n_q = T_u/T_q$; $T_{vc} = T_u - T_{zc}$; $n_{vc} = E[T_{vc}/T_q]$; $n_{zc} = n_q - n_{vc}$; $k = E[s/n_q]$, $E[\cdot]$ – символ целой части, в общем случае $T_{zc} \neq T'_{zc} \equiv n_{zc}T_q$. Пусть при вычислении вектора дискретной команды управления \mathbf{v}_k применяется дискретный фильтр рекуррентного типа

$$\tilde{\mathbf{x}}_{s+1} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}}_s + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{y}_s, \quad \tilde{\mathbf{x}}_s \in \mathbf{R}^m; \quad \tilde{\mathbf{y}}_s = \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{x}}_s + \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{y}_s; \quad \mathbf{y}_s, \tilde{\mathbf{y}}_s \in \mathbf{R}^l, \quad s \in \mathbf{N}_0 \quad (4)$$

с периодом квантования T_q и выходным сигналом $\mathbf{y}(t'_k) = \mathbf{y}_k^f = \tilde{\mathbf{y}}_s |_{s=n_q \cdot k^*}$ при $t'_k = k^* T_u$, где $k^* = E[(s + n_{zc})/n_q]$ и $\tilde{\mathbf{A}}, \tilde{\mathbf{B}}, \tilde{\mathbf{C}}, \tilde{\mathbf{D}}$ – матрицы соответствующей размерности. Сигналы \mathbf{y}_k^f этого фильтра поступают в обобщенный дискретный динамический регулятор

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{A}_{0d} \hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{B}_{0d} \mathbf{v}_k + \mathbf{Q}_{0d} \mathbf{y}_k^f, \quad \hat{\mathbf{x}}_k \in \mathbf{R}^p; \quad \mathbf{v}_{k+1} = \mathbf{K}_u (\mathbf{r}_{k+1} - \chi \mathbf{C}_0 \hat{\mathbf{x}}_{k+1}), \quad (5)$$

с периодом дискретизации T_u , где $\mathbf{r}_k = \mathbf{C}_0 \mathbf{x}_k^r$ – сигнал команды, $\mathbf{r}_k \in \mathbf{R}^l$, $\mathbf{r}_k = \{r_{ik}\}$; \mathbf{x}_k^r – вектор эталонных переменных состояния системы; χ – диагональная матрица с элементами, равными 1 либо 0 при замыкании либо размыкании системы по отдельным каналам; $\mathbf{A}_{0d}, \mathbf{B}_{0d}, \mathbf{Q}_{0d}, \mathbf{C}_0$ и \mathbf{K}_u – постоянные матрицы соответствующей размерности. Дискретная модель объекта (1) с цифровым управлением (2) и учетом запаздывания имеет представление

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{A}_d^{v_u} \mathbf{B}_d^{\varepsilon_u} \mathbf{u}_k + \mathbf{B}_d^{v_u} \mathbf{v}_k; \quad \mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{v}_k, \quad k \in \mathbf{N}_0 \quad (6)$$

с $T_{vu} = T_u - T_{zu}$; $\varepsilon_u = T_{zu}/T_u$; $v_u = T_{vu}/T_u = 1 - \varepsilon_u$; $\mathbf{A}_d = \exp(T_u \mathbf{A}) = \mathbf{A}_d^{v_u} \mathbf{A}_d^{\varepsilon_u}$; $\mathbf{A}_d^{\varepsilon_u} = \exp(T_{zu} \mathbf{A})$; $\mathbf{A}_d^{v_u} = \exp(T_{vu} \mathbf{A})$; $\mathbf{B}_d^{\varepsilon_u} = \int_0^{T_{zu}} \exp(\tau \mathbf{A}) d\tau \mathbf{B}$; $\mathbf{B}_d^{v_u} = \int_0^{T_{vu}} \exp(\tau \mathbf{A}) d\tau \mathbf{B}$.

При векторе команды $\mathbf{r}_k = \mathbf{0}$ определение устойчивости нулевого решения $\mathbf{x}(t) = \mathbf{0}$, $t \in T_0$; $\tilde{\mathbf{x}}_s = \mathbf{0}$; $\hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{0}$, $s, k \in \mathbf{N}_0$ непрерывно-дискретной системы управления понимается как прямая композиция понятий устойчивости ее непрерывной и дискретной частей. Для исследования устойчивости и синтеза законов управления с получением гарантированных оценок качества *линеаризованной* модели замкнутой непрерывно-дискретной системы многократного типа, в общем случае с запаздыванием трех типов (при измерении T_{zy} , при вычислении команды T_{zc} и при физическом формировании управления T_{zu}), используются методы пространства состояний линейных систем управления, а также классические спектральные и частотные методы линейной теории дискретных систем в векторно-матричном представлении. Основная задача состоит в построении эквивалентной дискретной модели с главным периодом T_u , как наибольшему из имеющихся периодов квантования. Решение этой задачи представлено в [1], в результате получают дискретные модели как замкнутой, так и разомкнутой системы по любому из компонентов выходного вектора относительно любого компонента входного вектора \mathbf{r}_k . Это позволяет выполнить параметрический синтез дискретного фильтра (4) и

динамического регулятора (5) для дискретного объекта (6) с цифровым управлением с учетом всех указанных видов запаздывания.

2. Математическая модель движения космического аппарата

Вводятся связанная с корпусом КА система координат (ССК) $Ox^c y^c z^c$, инерциальная (ИСК) и орбитальная (ОСК) $Ox^o y^o z^o$ системы координат. Ориентация ССК относительно ИСК определяется кватернионом $\Lambda = (\lambda_0, \lambda)$, $\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\}$, а относительно ОСК – кватернионом Λ^o и вектором-столбцом $\phi = \{\phi_1, \phi_2, \phi_3\}$, который составлен из углов рыскания ϕ_1 , крена ϕ_2 и тангажа ϕ_3 . Орбита КА считается известной, вектор возмущающих моментов M^d зависит от кватерниона Λ^o ориентации спутника в ОСК.

Пусть $\omega(t)$ представляет вектор абсолютной угловой скорости корпуса КА в ССК, $\dot{v}_o^o = \{0, 0, \dot{v}_o\}$ – вектор угловой скорости орбитального движения КА в ОСК, где $v_o(t)$ – истинная аномалия. Применяются стандартные обозначения $(\cdot; \cdot)$, $\{\cdot\} \equiv \text{col}(\cdot)$, $[\cdot] \equiv \text{line}(\cdot)$ для векторов, $[a \times]$, $[\cdot] \equiv \text{diag}(\cdot)$, $(\cdot)^t$ для матриц и (\circ) , (\simeq) для кватернионов. Пусть $\Lambda^p(t)$ и $\omega^p(t) = \{\omega_i^p(t)\}$ представляют кватернион и вектор угловой скорости КА при его программном движении в ИСК. Тогда погрешность ориентации

определяется вектором параметров Эйлера $E = \{e_0, e\}$, матрицей $C^e = I_3 - 2[e \times] Q_e^t$, $Q_e = I_3 e_0 + [e \times]$ и столбцом угловых погрешностей $\delta\phi = \{\delta\phi_i\} = \{-2e_0 e\}$. При этом вектор $\delta\omega$ погрешности угловой скорости определяется в ССК как $\delta\omega = \omega - C_e \omega^p(t)$.

При получении моделей движения упругого КА используется метод Релея-Ритца-Галеркина в форме метода конечных элементов. Здесь расчет форм колебаний

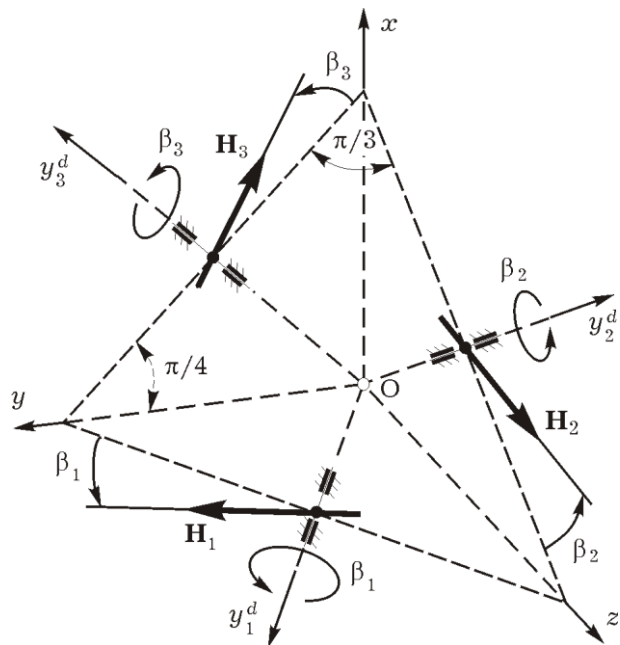


Рис. 2. Схема Star СГК на основе трёх ГД

выполняется с редукцией по тонам колебаний, вычисляются матрицы коэффициентов взаимовлияния движений как твердых, так и деформируемых тел, которые в совокупности составляют конструкцию КА. Принятая модель углового движения миниспутника землеобзора с упругими панелями СБ и СГК на основе трёх гироскопов (ГД) по схеме *Star* (рис. 2) с применением стандартных обозначений имеет вид

$$\dot{\Lambda} = \Lambda \circ \omega / 2; \quad \dot{\Lambda}^{\circ} = (\Lambda^{\circ} \circ \omega - \dot{\nu}^{\circ} \circ \Lambda^{\circ}) / 2, \quad \mathbf{A}^{\circ} \{\dot{\omega}, \ddot{q}, \ddot{\beta}\} = \{\mathbf{F}^{\omega}, \mathbf{F}^q, \mathbf{F}^{\beta}\}, \quad (7)$$

$$\mathbf{F}^{\omega} = -\mathbf{A}_H(\beta) \dot{\beta} - \omega \times \mathbf{G} + \mathbf{M}^m + \mathbf{M}^d; \quad \mathbf{A}_H(\beta) = [\partial \mathbf{H}(\beta)] / \partial \beta; \quad \mathbf{G} = \mathbf{G}^{\circ} + \mathbf{D}_q \dot{q} + \mathbf{D}_g \dot{\beta};$$

$$\mathbf{F}^q = \{-a_j^q ((\delta^q / \pi) \Omega_j^q \dot{q}_j + (\Omega_j^q)^2 q_j)\}; \quad \omega = \{\omega_i\}; \quad q = \{q_j\}; \quad \beta = \{\beta_i\}; \quad \mathbf{G}^{\circ} = \mathbf{J} \omega + \mathbf{H}(\beta);$$

$$\mathbf{F}^{\beta} = \mathbf{A}_H^t(\beta) \omega + \mathbf{m}_b^g + \mathbf{m}_f^g + \mathbf{m}^g; \quad \mathbf{m}_b^g = \{m_{bi}^g\}; \quad \mathbf{m}_f^g = \{m_{fi}^g\}; \quad \mathbf{m}^g = \{m_i^g(t)\}; \quad \mathbf{H}(\beta) = \Sigma \mathbf{H}_i(\beta_i);$$

$$\mathbf{A}^{\circ} = \begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{D}_q & \mathbf{D}_g \\ \mathbf{D}_q^t & \mathbf{A}^q & \mathbf{0} \\ \mathbf{D}_g^t & \mathbf{0} & \mathbf{A}^g \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_H(\beta) = H \begin{bmatrix} -C_1 & aS_2 & -aS_3 \\ -aS_1 & -C_2 & aS_3 \\ aS_1 & -aS_2 & -C_3 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}(\beta) = H \begin{bmatrix} -S_1 - aC_2 + aC_3 \\ aC_1 - S_2 - aC_3 \\ -aC_1 + aC_2 - S_3 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}^q = [a_j^q]; \quad \mathbf{A}^g = J_g \mathbf{I}_3; \quad \mathbf{D}_g = a J_g \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad S_i \equiv \sin \beta_i; \quad C_i \equiv \cos \beta_i; \quad m_{bi}^g = \begin{cases} 0 & |\dot{\beta}_i| \leq \dot{\beta}_g^{\circ}, \\ b_i^g (\dot{\beta}_i - \dot{\beta}_g^{\circ} \text{sign} \dot{\beta}_i) & |\dot{\beta}_i| > \dot{\beta}_g^{\circ}; \end{cases}$$

$$m_{fi}^g = \text{Sat}(\dot{\beta}_i / \dot{\beta}_g^{\circ}, m_{fi}^f); \quad m_i^g(t) = \text{Zh}[t - T_{zu}, t_k, \text{Sat}(\text{Qntr}(m_{ik}^g, m_g^{\circ}), m_g^m)]. \quad \text{Вектор } \mathbf{m}^g = \{m_i^g(t)\}$$

представляет механические моменты приводов по осям подвеса ГД, которые формируются по значениям вектора $\mathbf{m}_k^g = \{m_{ik}^g\}$ команд цифрового управления с периодом

$$T_u. \quad \text{Вектор управляющего момента } \mathbf{M}^s \text{ СГК формируется в виде } \mathbf{M}^s = -\mathbf{A}_H(\beta) \dot{\beta}.$$

Вектор механического момента МП $\mathbf{M}^m(t)$ формируется по соотношению $\mathbf{M}^m(t) = \{m_i^m(t)\} = -\mathbf{L}(t) \times \mathbf{V}(t)$, где $\mathbf{V}(t)$ представляет вектор индукции МПЗ и вектор электромагнитного момента МП $\mathbf{L}(t) = \{l_i(t)\}$ при периоде цифрового управления $T_u^m \gg T_u$ имеет компоненты $l_i(t) = \text{Zh}(t - T_{zu}, t_r, \text{Sat}(v_{ir}^m, l^m)) \quad \forall t \in [t_r, t_{r+1}], \quad r \in N_0.$

3. Дискретная фильтрация измерений и цифровое управление

Применяемый дискретный рекуррентный фильтр измерений с периодом T_q имеет дискретную передаточную функцию $W_f(z_q) = (1 + b_1^f) / (1 + b_1^f z_q^{-1})$, $z_q \equiv \exp(sT_q)$ с условием $W_f(1) = 1$, где $b_1^f \equiv -\exp(-T_q/T_f)$ и T_f – постоянная времени фильтра. Фильтрация

рассогласования $\boldsymbol{\varepsilon} = -\delta\boldsymbol{\phi}$ выполняется с периодом квантования T_q согласно (4) в виде $\tilde{\mathbf{x}}_{s+1} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}}_s + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{e}_s^f; \mathbf{e}_s^f = \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{x}}_s + \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{e}_s, s \in \mathbb{N}_0$ с выходным сигналом \mathbf{e}_k^f , где диагональные матрицы $\tilde{\mathbf{A}}, \tilde{\mathbf{B}}, \tilde{\mathbf{C}}, \tilde{\mathbf{D}}$ имеют элементы $\tilde{a}_i = -b_1^f; \tilde{b}_i = b_1^f; \tilde{c}_i = -(1 + b_1^f); \tilde{d}_i = (1 + b_1^f)$.

Собственные динамические свойства информационного миниспутника существенно зависят от механических характеристик его конструкции.

Рассмотрим КА данного класса с массой 400 кг и значениями параметров в стандартной размерности:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 50 & -5 & 0 \\ -5 & 130 & 0 \\ 0 & 0 & 100 \end{bmatrix}; \quad \begin{aligned} a_j^g &= (25,67 \quad 28,94 \quad 22,54); \\ \Omega_j^g &= (0,8 \quad 2,2 \quad 3,6); \\ \delta^g &= 0,005; J_g = 0,05; H = 2. \end{aligned}$$

При таких параметрах гиросиловая система имеет собственные частоты нутации Ω_i^n по каналам в виде набора значений $(\Omega_i^n) = (1,42 \quad 0,88 \quad 1)$ р/с, поэтому при выборе коэффициентов демпфирования в виде $b_i^g = 2\xi\Omega_i^n J_g$ со значением $\xi = 0,8$ СГК обладает существенными демпфирующими свойствами, обусловленными силовым гироскопическим связыванием движений гиросилов и упругих колебаний конструкции КА. Отфильтрованные значения $\boldsymbol{\varepsilon}_k^f$ используются в нелинейном векторном законе цифрового управления СГК $\mathbf{m}_k^g = \mathbf{m}_k^g(\boldsymbol{\varepsilon}_k^f, \boldsymbol{\beta}_k, \boldsymbol{\omega}_k^p) = \{m_{ik}^g\}$, представленного с векторной «рабочей» переменной \mathbf{g} в дискретной рекуррентной форме

$$\mathbf{g}_{k+1} = \mathbf{g}_k + \boldsymbol{\varepsilon}_k^f; \quad \mathbf{m}_k^g = -\mathbf{A}_H^t(\boldsymbol{\beta}_k)(\boldsymbol{\omega}_k^p + \mathbf{K}^g(\boldsymbol{\varepsilon}_k^f + a_g \mathbf{g}_k)). \quad (8)$$

Здесь диагональная матрица $\mathbf{K}^g = [k_i^g]$ и скалярный параметр $a_g = T_u/T_1$, где T_1 является постоянной времени изодрома k . Этот закон управления является робастным и обеспечивает заданное качество для допустимого значения накопленного КМ и слабую вариацию показателей качества при изменениях тензора инерции до $\pm 5\%$ и низших частот колебаний панелей СБ до $\pm 10\%$ от номинальных значений.

Пусть известны измеренное значение $\mathbf{V}_r = \mathbf{V}(t_r)$ и значение требуемого уменьшения вектора накопленного КМ СГК \mathbf{H}_r^a . Тогда определяется значение требуемого импульса \mathbf{M}_r^{pm} момента разгрузки СГК на периоде T_u^m как $\mathbf{M}_r^{pm} = -\mathbf{H}_r^a$, вычисляются орты $\mathbf{b}_r \equiv \mathbf{V}_r/V_r, \mathbf{h}_r \equiv \mathbf{H}_r^a/H_r^a$ и мера их близости $\kappa = (\mathbf{b}_r, \mathbf{h}_r)$. Вектор \mathbf{M}_r^{pm} представляется в виде $\mathbf{M}_r^{pm} = \mathbf{b}_r \times (\mathbf{M}_r^{pm} \times \mathbf{b}_r)$ с условием $\mathbf{b}_r(\mathbf{M}_r^{pm}, \mathbf{b}_r) = \mathbf{0}$. Вектор

$\mathbf{M}_r^{pm} \equiv -\Delta\Gamma_r^m \mathbf{h}_r$ с модулем $\Delta\Gamma_r^m = H_r^a$ и ортом \mathbf{h}_r далее используется для формирования цифрового управления $\mathbf{L}_r = \{l_{ir}\}$ МП на периоде T_u^m . Если $|k| > \cos(\pi/3)$, то на текущем периоде дискретности МП не включается, иначе формируется вектор электромагнитного момента $\mathbf{L}_r = -(\Delta\Gamma_r^m / T_u^m)(\mathbf{b}_r \times \mathbf{h}_r) / B_r$ с ограниченными компонентами $|l_{ir}| \leq 1^m$.

4. Компьютерная имитация движения спутника землеобзора

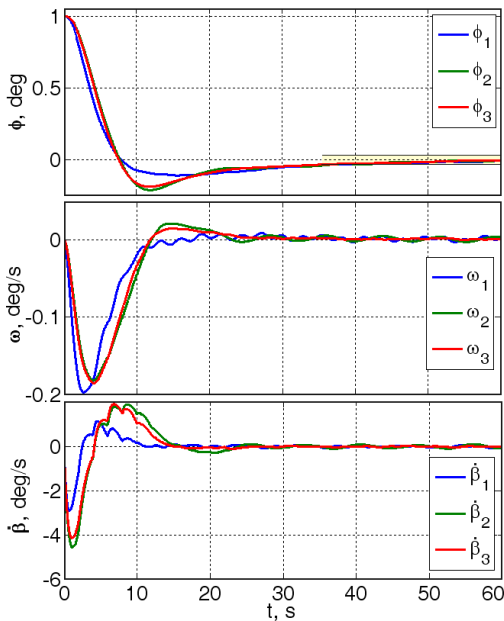


Рис. 3. Процессы в замкнутой системе

Параметры закона цифрового управления СГК (8) были синтезированы с учетом запаздывания при измерении $T_{zy} = 0,125$ с. Для значений $k_i^g = 0,25$, $T_u = 2$ с и $T_1 = 22$ с были рассчитаны переходные процессы в гиросиловой системе стабилизации спутника, замкнутой нелинейным законом управления СГК (8) и результаты представлены на рис. 3. Здесь начальные условия при $t=0$ заданы в виде $\phi(0) = 1$ град по углам ориентации КА и нулевые условия по всем остальным переменным, использованы параметры ГД $\dot{\beta}_g^o = 5 \cdot 10^{-6}$ р/с, $m_g^f = 10^{-3}$ Нм и учтен

дискретный шум с нормальным законом распределения при измерении углового положения спутника в каждом канале со среднеквадратичным отклонением $\sigma^m = 10$ угл. сек. Можно убедиться, что переходные процессы по углам ориентации и угловым скоростям корпуса КА имеют приемлемые показатели демпфирования упругих конструкции КА и время регулирования составляет ≈ 30 с.



Рис. 4. Схема землеобзора с двумя маршрутами на карте

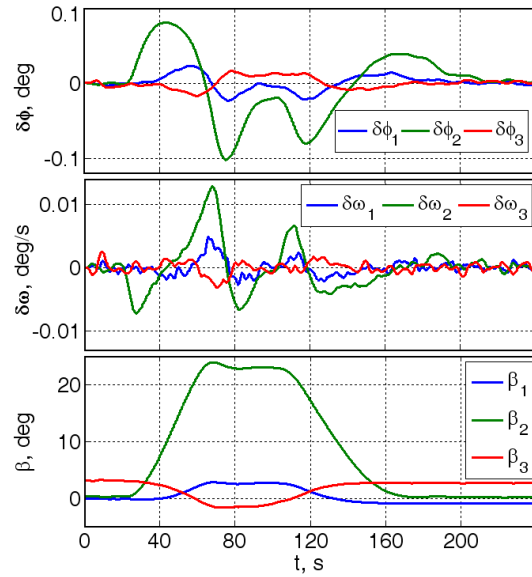


Рис. 5. Ошибки стабилизации и углы ГД

Нелинейный закон управления СГК (8) был исследован применительно к мини-спутнику землеобзора на солнечно-синхронной орбите с высотой 600 км. На рис. 4 представлена схема землеобзора с двумя маршрутами трассовой сканирующей оптико-электронной съемки на карте. Указаны пунктирная линия трассы спутника, первый маршрут M_1 в направлении надира, след линии визирования телескопа при выполнении поворотного маневра спутника и второй маршрут M_2 с отклонением линии визирования телескопа от надира по крену на угол 30 град. Закон углового наведения спутника синтезирован с учетом ограничения на модуль вектора угловой скорости корпуса КА в виде $|\dot{\omega}^p(t)| \leq 0,35$ град/с. Принятые длительности временных интервалов таковы: маршрут M_1 при $t \in [0; 20]$ с, поворотный маневр (ПМ) при $t \in [20; 180]$ с (рис. 4) и маршрут M_2 при $t \in [180; 240]$ с. Результаты имитации углового движения КА при реализации такого закона наведения представлены на рис. 5 в виде погрешностей стабилизации по углам ориентации и угловым скоростям, а также значений углов поворота всех трёх гироскопов. Вариации указанных переменных отмечены различными цветами: синим – по рысканию, зеленым – по крену, красным – по тангажу.

Выполненная имитации разгрузки СГК от накопленного КМ по компенсационной схеме при цифровом управлении МП с периодом $T_u^m = 16$ с, значении $I^m = 10$ Ам² и временном запаздывании $T_{zu} = 0,125$ с показала слабое влияние этого процесса на точность стабилизации углового движения спутника при выполнении съёмки.

Заключение

Представлены методы анализа устойчивости и синтеза цифрового управления в линейных стационарных системах при наличии многократной дискретной фильтрации измерений и временных запаздываний трех различных типов. Представлены результаты по робастному гиросиловому управлению ориентацией мини-спутника землеобзора, в том числе при разгрузке силового гироскопического кластера от накопленного кинетического момента магнитным приводом с цифровым управлением.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 17-48-630637.

Библиографический список

1. Сомов Е.И. Робастная стабилизация упругих космических аппаратов при неполном дискретном измерении и запаздывании в управлении [Текст] / Е.И. Сомов // Известия РАН. Теория и системы управления, 2001, № 2. С.124–143.