УДК 681.51: 629.78

УСТОЙЧИВОСТЬ И КОЛЕБАНИЯ УПРУГОГО СПУТНИКА ПРИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОМ УПРАВЛЕНИИ РЕКТИВНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ [1]

С.Е. Сомов[2]

Институт проблем надежности механических систем при СамГТУ
443100, Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Представляется подход к анализу устойчивости и колебаний упругих слабодемпфированных спутников при неполном дискретном измерении состояния и широтно-импульсном управлении реактивными двигателями.

***Ключевые слова**: космический аппарат, широтно-импульсное управление*

Введение

Методы пространства состояний стационарных линейных непрерывно-дискретных систем [1] с многократной фильтрацией дискретных измерений доступных координат и дискретным идентификатором состояния [2] применяются к анализу устойчивости и колебаний упругих космических аппаратов при широтно-импульсном управлении реактивными двигателями в начальных режимах.

Модель многократной системы с запаздыванием

Рассматривается линейный стационарный объект с кусочно-постоянным управлением

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\,\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\,\mathbf{u}_k(t),\ \dot{\mathbf{u}}_k(t) = \mathbf{0};\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t - T_{zy});\ \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0,\ t \in T_0 \equiv [t_0, +\infty), \quad (1)$$

где $t_0 = 0$, вектор-функция управления $\mathbf{u}_k(t) = \{u_{\mathrm{j}k}(t)\} \in \mathbf{R}^{\mathrm{r}}$ с определением $\mathbf{u}_k(t_k) = \mathbf{u}_k = \mathbf{v}_{k\text{-}1}$ и $\mathbf{u}_k(t_k + T_{zu}) = \mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{v}_k$ формируется в дискретные моменты времени $t_k + T_{zu}$ и далее при использовании широтно-импульсной модуляции (ШИМ) управления с запаздыванием T_{uz}, причем $0 \le T_{zu} < T_u$, формируется как $u_{\mathrm{j}k}(t) = U_{\mathrm{j}}^m\ \mathrm{PWM}(t - T_{zu}, t_k, v_{\mathrm{j}k});\ U_{\mathrm{j}}^m = \mathrm{const} > 0$,

$$\mathrm{PWM}(t, t_k, v_{\mathrm{j}k}) \equiv \begin{cases} \mathrm{sign}\, v_{\mathrm{j}k} & t \in [t_k, t_k + \tau_{\mathrm{j}k}) \\ 0 & t \in [t_k + \tau_{\mathrm{j}k}, t_{k+1}) \end{cases};\ \tau_{\mathrm{j}k} = \mathrm{Sat}(T_u, |v_{\mathrm{j}k}|) \equiv \begin{cases} |v_{\mathrm{j}k}| & |v_{\mathrm{j}k}| \le T_u \\ T_u & |v_{\mathrm{j}k}| > T_u \end{cases}, \quad (2)$$

где $t_k = k \cdot T_u$, $k \in N_0 \equiv \{0,1,2,3,\ldots\}$, вектор $\mathbf{x}(\mathrm{t}) \in \mathbf{R}^{\mathrm{n}}$ описывает состояние объекта, а вектор $\mathbf{v}_k = \{v_{\mathrm{j}k}\} \in \mathbf{R}^r$ представляет дискретную текущую команду – выход дис-

[1] *Работа поддержана РФФИ (гранты 07-08-97611, 08-08-99101, 08-08-00512), Президиумом РАН (программа фундаментальных исследований №22) и Отделением энергетики, механики, машиностроения и процессов управления РАН (программа №15)*

[2] *Сомов Сергей Евгеньевич, научный сотрудник*
s_somov@mail.ru

кретного алгоритма управления, формируемый БЦВМ только в дискретные моменты времени t_k.

Измерение $\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t - T_{zy})$ состояния объекта (1) является неполным и выполняется только в моменты времени $t_s = sT_q$, $s \in \mathrm{N}_0$ с периодом $T_q \le T_u$, кратным периоду управления T_u, что при произвольном фиксированном запаздывании T_{zy} в процессе измерения описывается так:

$$y_s \equiv y(t_s) = Cx(t_s'); \quad t_s' = t_s - T_{zy}; \quad s \in \mathrm{N}_0; \quad y_s \in R^l, l < n. \tag{3}$$

Для учета запаздывания T_{zy} при измерении, кратного периоду T_q, формально вводится дискретная система с вектором состояния h_s размерности $l_z = l(1 + E[n_{zy}])$:

$$\mathrm{h}_{s+1} = \mathbf{A}_\eta \mathrm{h}_s + \mathbf{B}_\eta \mathbf{C}\mathbf{x}_s; \quad \mathrm{h}_s \in \mathbf{R}^{l_z}; \quad \mathbf{y}_s = \mathbf{C}_\eta \mathrm{h}_s, \tag{4}$$

где $n_{zy} = T_{zy}/T_q$, а матрицы

$$\mathbf{A}_\eta = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{0}_{(l_z - l)\times l} & \mathbf{I}_{l_z - l} \\ \hline \mathbf{0}_{l\times l} & \mathbf{0}_{l\times(l_z - l)} \end{array}\right]; \qquad \mathbf{B}_\eta = \{\mathbf{0}, \mathbf{0}, \ldots \mathbf{I}_l\}; \qquad \mathbf{C}_\eta = \left[\mathbf{I}_l \mid \mathbf{0} \mid \mathbf{0} \mid \ldots \mid \mathbf{0}\right].$$

При реализации алгоритма управления имеется также постоянное запаздывание T_{zc} ($0 \le T_{zc} < T_u$), обусловленное затратами времени БЦВМ. Для $T_q < T_u$ при вычислении вектора $\mathbf{v}_{k+1} = \mathbf{v}(t_{k+1})$ могут использоваться измерения, не более поздние, чем

$$\mathbf{y}(t_k') \equiv \mathbf{y}((k+1)T_u - n_{zc}T_q) \equiv \mathbf{y}(kT_u + n_{vc}T_q) = \mathbf{C}\mathbf{x}((k+1)T_u - (n_{zy} + n_{zc})T_q), \tag{5}$$

где $n_q = T_u/T_q$; $T_{vc} = T_u - T_{zc}$; $n_{vc} = \mathrm{E}[T_{vc}/T_q]$; $n_{zc} = n_q - n_{vc}$; $k = \mathrm{E}[s/n_q]$, $\mathrm{E}[\cdot]$ – символ целой части, причем в общем случае $T_{zc} \ne T_{zc}^{'} \equiv n_{zc}T_q$.

Будем считать, что при вычислении вектора дискретной команды управления $\mathbf{v}_\mathrm{k}$ применяется дискретный фильтр рекуррентного типа

$$\tilde{\mathbf{x}}_{s+1} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}}_s + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{y}_s, \ \tilde{\mathbf{x}}_s \in \mathbf{R}^m; \ \tilde{\mathbf{y}}_s = \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{x}}_s + \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{y}_s; \ \mathbf{y}_s, \tilde{\mathbf{y}}_s \in \mathbf{R}^l, \ s \in N_0 \tag{6}$$

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 $k^* = \mathrm{E}[(s + n_{zc})/n_q]$, а $\tilde{\mathbf{A}}$, $\tilde{\mathbf{B}}$, $\tilde{\mathbf{C}}$, $\tilde{\mathbf{D}}$ – матрицы соответствующей размерности. Сигналы $\mathbf{y}_k^F$ фильтра (6) поступают в дискретный динамический регулятор с идентификатором состояния Луенбергера полного порядка с периодом дискретизации T_u:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{A}_{0d}\hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{B}_{0d}\mathbf{v}_k + \mathbf{Q}_{0d}\mathbf{y}_k^F, \quad \hat{\mathbf{x}}_k \in \mathbf{R}^\mathrm{p}; \quad \mathbf{v}_{k+1} = \mathbf{K}_u(\mathbf{r}_{k+1} - \mathrm{c}_u\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_{k+1}), \tag{7}$$

где $\mathbf{r}_k = \mathbf{C}\mathbf{x}_k^r$ – сигнал внешней команды, $\mathbf{r}_k \in \mathbf{R}^l$, $\mathbf{r}_k = \{r_{ik}\}$; $\mathbf{x}_k^r$ – вектор *эталонных* переменных состояния системы; c_u – диагональная матрица с элементами, равными 1 либо 0 при замыкании либо размыкании системы по отдельным каналам соответственно, а $\mathbf{A}_{0d}, \mathbf{B}_{0d}, \mathbf{Q}_{0d}$ и $\mathbf{K}_u$ – постоянные матрицы соответствующей размерности.

Линеаризация системы с ШИМ управления

В случае ШИМ управления (2) с запаздыванием возможно лишь приближенное представление управляемого объекта (1) в виде линейной дискретной модели. При отсутствии запаздывания (при $T_{zu} = 0$) и обозначениях $\mathbf{x}_k \equiv \mathbf{x}(t_k)$; $\mathbf{u}_k \equiv \mathbf{u}_k(t_k)$ нелинейное разностное уравнение с периодом T_u получается в виде $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \sum \mathbf{Q}(\tau_{jk})\, \mathbf{b}_j\, U_j^m \operatorname{sign} v_{jk}$, где

$$\tau_{jk} = \mathrm{Sat}(T_u, |v_{jk}|); \quad \mathbf{A}_d = \exp(T_u \mathbf{A}); \quad \mathbf{Q}(\tau) \equiv \exp((T_u - \tau)\mathbf{A}) \int_0^{\tau} \exp(t\mathbf{A})\, dt .$$

С использованием известных свойств матричной экспоненты и интеграла от нее имеем $\mathbf{Q}(\tau) = \mathbf{A}_d(\mathbf{I} - (\mathbf{A}\tau)/2! + (\mathbf{A}\tau)^2/3! - \cdots)\tau$. Поэтому в предположении выполнения условий $\tau_{jk} << T_u$; $T_u << 2\pi/|\lambda_i|$, где λ_i – собственные значения матрицы $\mathbf{A}$ в (1), выделяется линейная часть матриц $\mathbf{Q}(\tau_{ik})$ по отношению к $\tau_{jk} = |v_{jk}|$ и выполняется линеаризация ШИМ управления, т.е. приближенное представление векторного разностного уравнения движения объекта в виде $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_k$, где матрица $\mathbf{B}_d = \mathbf{A}_d \mathbf{B}\ \mathrm{diag}\{U_j^m\}$. Данной модели формально можно придать форму эквивалентной дискретной системы с постоянным значением *эквивалентного* управления на основном цикле дискретности. В обозначениях $\mathbf{B}_d^e = \mathbf{B}_d T_u$ и $\mathbf{u}_k^e = \mathbf{v}_k / T_u$ имеем тождество $\mathbf{B}_d \mathbf{v}_k = \mathbf{B}_d^e \mathbf{u}_k^e$, а линеаризованная дискретная модель объекта управления представляется в виде $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d^e \mathbf{u}_k^e$ с эквивалентным управлением $\mathbf{u}_k^e$, постоянным на всем полуинтервале $T_k = [t_k, t_{k+1})$ времени. Используя это понятие, нетрудно убедиться, что линеаризованная дискретная модель объекта (1) с ШИМ управления (2) и учетом запаздывания имеет явный вид

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{A}_d^{\nu_u} \mathbf{B}_d^{\varepsilon_u} \mathbf{u}_k + \mathbf{B}_d^{\nu_u} \mathbf{v}_k; \quad \mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{v}_k, \qquad k \in N_0, \tag{8}$$

где $T_{vu} = T_u - T_{zu}$; $\varepsilon_u = T_{zu}/T_u$; $\nu_u = T_{vu}/T_u = 1 - \varepsilon_u$; $\mathbf{A}_d = \exp(T_u \mathbf{A}) = \mathbf{A}_d^{\nu_u} \mathbf{A}_d^{\varepsilon_u}$;

$$\mathbf{A}_d^{\varepsilon_u} = \exp(T_{zu}\mathbf{A}); \qquad \mathbf{A}_d^{\nu_u} = \exp(T_{vu}\mathbf{A}); \qquad \mathbf{B}_d^{\varepsilon_u} = \int_0^{T_{zu}} \exp(\tau \mathbf{A})\, d\tau \cdot \mathbf{B};$$

$$\mathbf{B}_d^{\nu_u} = \int_0^{T_{vu}} \exp(\tau \mathbf{A})\, d\tau \cdot \mathbf{B}.$$

Агрегирование и анализ устойчивости многократных систем

При векторе внешней команды $\mathbf{r}_k = \mathbf{0}$ определение устойчивости нулевого решения

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{0}, \quad t \in T_0; \quad \tilde{\mathbf{x}}_s = \mathbf{0}; \quad \mathbf{x}_k = \mathbf{0}, \quad s, k \in N_0 \tag{9}$$

непрерывно-дискретной системы управления (1) – (7) понимается как прямая композиция понятий устойчивости ее непрерывной и дискретной частей. Для получения линеаризованной модели замкнутой непрерывно-дискретной системы многократного типа, в общем случае с запаздыванием трех типов (при *измерении* T_{zy}, при *вычисле-*

нии команды T_{zc} и при физическом *формировании* управления T_{zu}), используются методы пространства состояний линейных систем управления [1, 2]. Здесь первая задача состоит в построении эквивалентной дискретной модели системы с главным периодом T_u как *наибольшим* из имеющихся периодов квантования. Решение этой задачи подробно представлено в [2], в результате получаются дискретные модели как замкнутой, так и разомкнутой системы по любому из компонентов выходного вектора относительно любого компонента входного вектора $\mathbf{r}_k$ системы. Далее для исследования устойчивости и получения гарантированных оценок качества замкнутой системы применяются классические частотные (критерий Найквиста в логарифмическом масштабе псевдочастоты) и спектральные методы линейной теории дискретных систем в векторно-матричном представлении.

Моделирование и анализ динамических свойств КА

При получении приближенных моделей движения упругих КА наиболее распространен метод Релея-Ритца-Галеркина в форме метода конечных элементов (МКЭ). Особенность применяемого подхода заключается в представлении упругих колебаний элементов конструкции в виде конечного числа тонов. Здесь расчет форм колебаний выполняется на основе МКЭ с *конденсацией* (редукцией) по тонам колебаний, на ЭВМ вычисляются также матрицы коэффициентов взаимовлияния движений всех подконструкций как абсолютно твердых, включая корпус КА, так и деформируемых тел. Модель динамики углового движения КА с упругими крупногабаритными панелями солнечных батарей (СБ), составленная при упрощающих предположениях [3-6], имеет вид

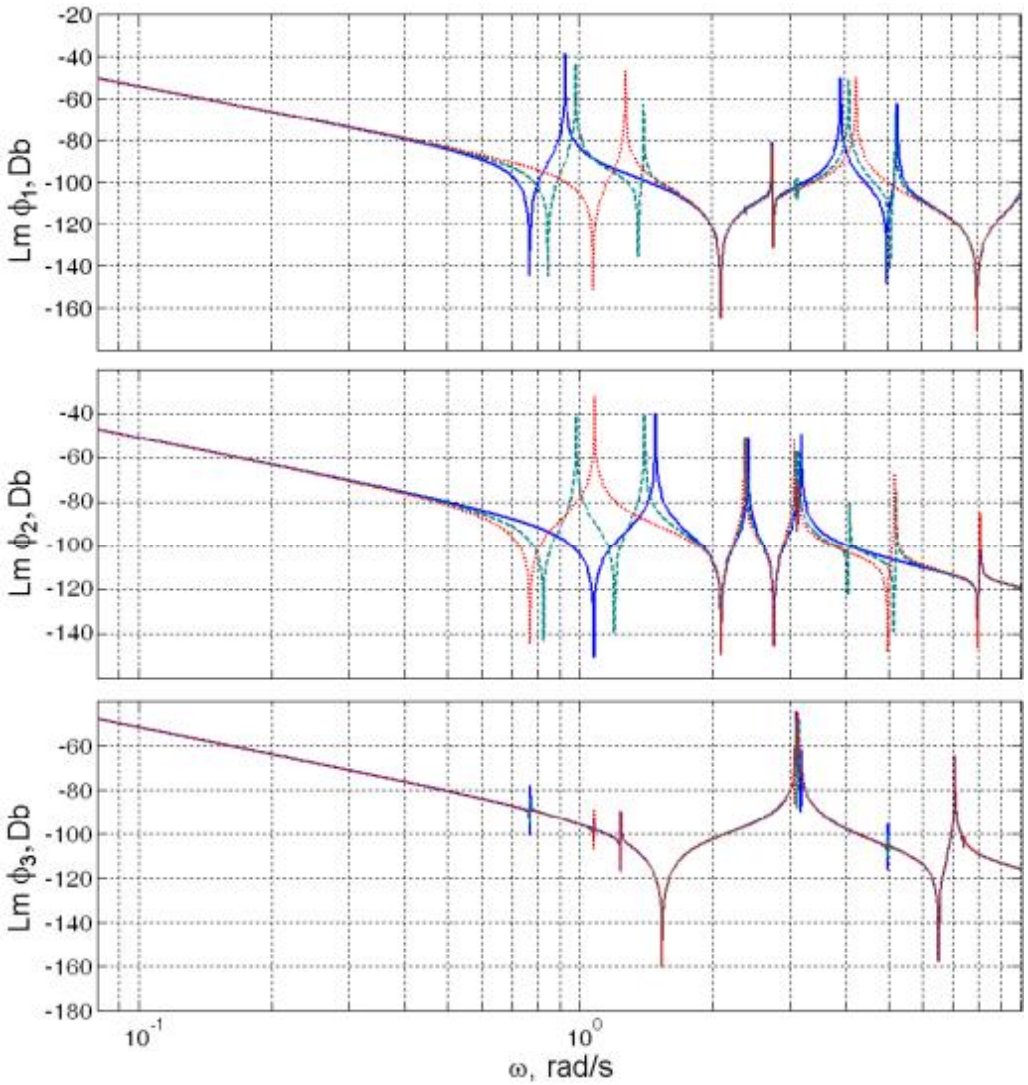
$$\dot{\Lambda}^{o} = \frac{1}{2}(\Lambda^{o} \circ \omega - \hat{\omega}^{o} \circ \Lambda^{o});$$

$$\mathbf{A}^{o} = \begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{D}^{q} \\ (\mathbf{D}^{q})^{T} & \mathbf{I}_{2n^q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}^{o} \begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \ddot{\mathbf{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega \times \mathbf{G} + \mathbf{M}_{o}^{do} + \mathbf{M}_{o} \\ -(\delta/\pi)\,\Omega\,\dot{\mathbf{q}} - \Omega^{2}\,\mathbf{q} \end{bmatrix}. \qquad (10)$$

Здесь ω – вектор угловой скорости КА в связанной с КА системе координат (ССК) $Oxyz$, $\mathbf{q}$ – вектор-столбец обобщенных координат упругих колебаний двух панелей СБ, $\mathbf{J}$ – тензор инерции КА при произвольном фиксированном положении панелей СБ, прямоугольная матрица $\mathbf{D}^{q}$ отражает инерционное взаимовлияние движений панелей СБ и корпуса КА, $\mathbf{G} = \mathbf{J}\omega + \mathbf{D}^{q}\dot{\mathbf{q}}$ – вектор кинетического момента упругого КА, диагональная матрица $\Omega = \mathrm{diag}\{\Omega_s\}$ составлена из парциальных частот $\Omega_s, s = 1 \div n^q$, δ – логарифмический декремент колебаний панелей СБ, $\mathbf{M}_{o} = \mathbf{M}_{o}^{g} + \mathbf{M}_{o}^{s}$ – суммарный вектор возмущающих моментов относительно центра масс О КА, где $\mathbf{M}_{o}^{g}$ – вектор гравитационного момента и $\mathbf{M}_{o}^{s}$ – вектор момента возмущающих сил солнечного давления; $\mathbf{M}_{o}^{do} = \{M_x, M_y, M_z\}$ – вектор-столбец моментов двигательной установки ориентации (ДУО) с ШИМ длительности тяги двигателей. Ориентация ССК $Oxyz$ относительно орбитальной системы координат (ОСК) $Ox^{o}y^{o}z^{o}$ определяется кватернионом Λ^{o} и вектором-столбцом $\varphi = \{\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3\}$ углов рыскания, крена и тангажа, вектор-столбец $\hat{\omega}_{o}^{o} = \{0, 0, \omega_{o}\}$ представляет вектор угло-

вой скорости $\boldsymbol{\omega}_o$ орбитального движения КА в проекциях на оси ОСК и $\nu_o(t)$ – истинная аномалия. Орбита КА считается известной, при этом вектор возмущающих моментов $\mathbf{M}_o$ представляется аналитической зависимостью только от кватерниона L^o ориентации КА в ОСК.

Динамические свойства упругой модели (1) КА существенно зависят от положения панелей СБ, которое определяется углом $\gamma \in [0,2\pi]$. На рис. 1 представлены логарифмические амплитудные частотные характеристики (ЛАЧХ) непрерывной модели упругого спутника по каналам управления его ориентацией для различных фиксированных положений панелей СБ с шагом 45^o.

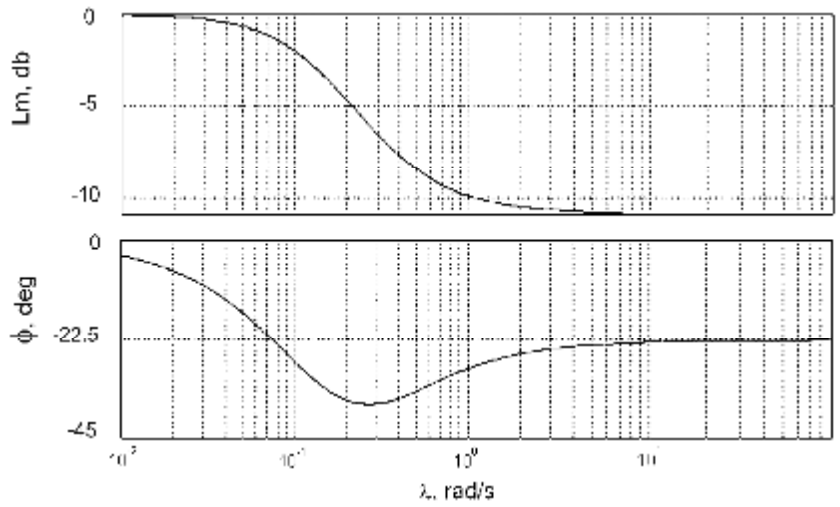


Р и с. 1. ЛАФХ упругого КА по каналам для различных положений панелей СБ

Модели компонентов системы ориентации и алгоритмы управления

В начальных режимах (успокоения – РУ, начального наведения на Солнце – РНОС и начального наведения на Землю – РНОЗ) система управления ориентацией КА состоит из ДУО на основе шести термокаталитических реактивных двигателей с ШИМ тяги, трех одноосных гироскопических датчиков угловой скорости, оптико-электронных приборов ориентации на Солнце и на Землю, редукторного шагового привода и датчика углового положения двух панелей СБ относительно корпуса КА, а также БЦВМ, реализующей алгоритмы цифрового управления. Непрерывно-дискретные модели этих компонентов контура управления подробно представлены в [3-6].

Цифровые законы формирования ШИМ управления ДУО подробно описаны в [3-6]. Применяемый дискретный фильтр измерений с периодом дискретизации T_q имеет передаточную функцию $W_f(z_q) = (1+b_1)/(1+b_1 z_q^{-1})$, $z_q \equiv \exp(sT_q)$ с условием $W_f(1) = 1$, где $b_1 \equiv -\exp(-T_q/T_f)$ и T_f – постоянная времени. Частотная функция $\tilde{W}_f(\mathrm{j}\lambda_q)$ в зависимости от абсолютной псевдочастоты фильтрации $\lambda_q = (2/T_q)\mathrm{tg}(\omega T_q/2)$ имеет вид $\tilde{W}_f(\mathrm{j}\lambda_q) \equiv \tilde{W}_f(\tilde{s}_q) = K_f^{\lambda} \cdot (\tilde{s}_q - q_q^{\lambda})/(\tilde{s}_q - p_q^{\lambda})$, где коэффициент усиления $K_f^{\lambda} = (1+b_1)/(1-b_1) < 1$, а $q_q^{\lambda} = -(2/T_q)$ и $p_q^{\lambda} = -K_f^{\lambda}(2/T_q)$ являются ее нулем и полюсом. Псевдочастота фильтрации $\lambda_q = (2/T_q)\mathrm{tg}(\omega T_q/2)$ связана с абсолютной псевдочастотой управления $\lambda = (2/T_u)\,\mathrm{tg}(\omega T_u/2)$ нелинейным соотношением $\lambda_q = n_q(2/T_u)\,\mathrm{tg}(\mathrm{arctg}(\lambda T_u/2)/n_q)$. На рис. 2 представлены ЛЧХ такого рекуррентного дискретного фильтра с постоянной времени $T_f = 2$ с при периоде дискретности фильтрации измерений $T_q = T_u/n_q = 1$с и периоде управления $\mathrm{T}_u = 4$ с. Данный фильтр вносит амплитудное подавление ЛАХ с выходом на постоянный уровень -11 dB, при этом вносимые им отрицательные значения ЛФХ являются вполне приемлемыми в отношении получаемых запасов устойчивости по фазе.



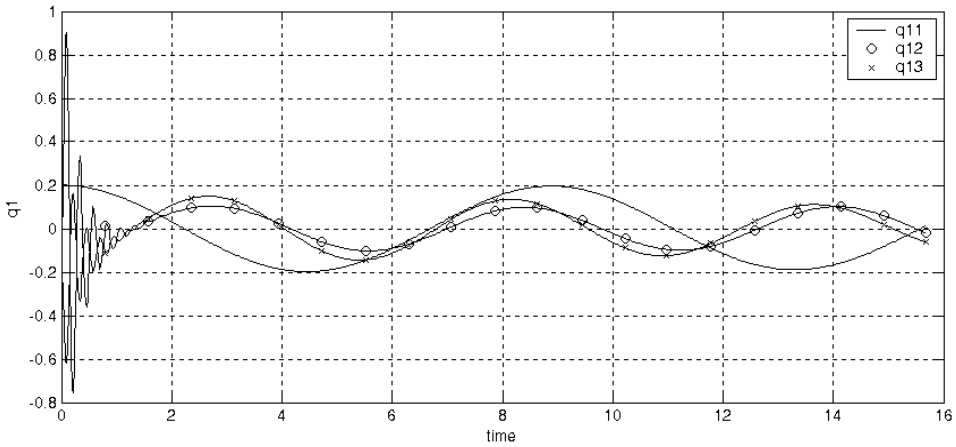
Р и с. 2. ЛЧХ дискретного фильтра

Анализ устойчивости дискретных моделей каналов

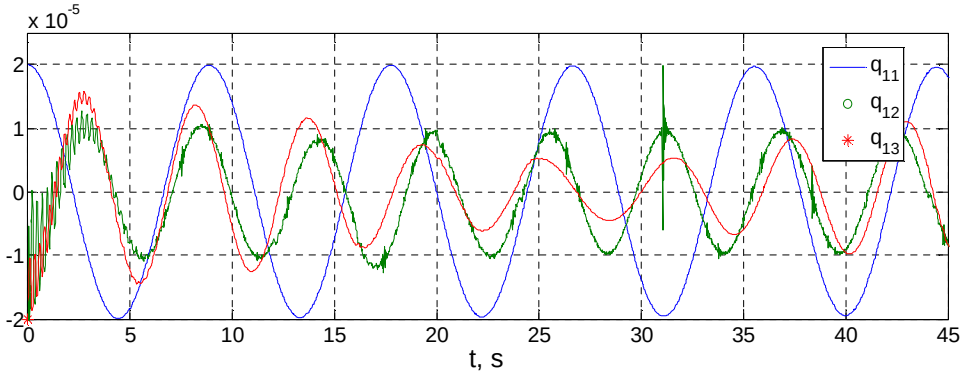
Если не учитывать запаздывание и дискретную фильтрацию, то при векторе состояния $\mathbf{x}_k = \{\delta\phi_k, \delta\omega_k\}$ упрощенная нелинейная дискретная модель любого канала имеет следующий вид [5]:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + (\mathbf{b}_d + \delta\mathbf{b}_d(\tau_k))\mathrm{Sat}(\mathrm{T}_u, v_k),$$

где $v_k = \mathbf{K}_d \mathbf{x}_k$; $\mathbf{K}_d = [\bar{k}^{\phi}\ \bar{k}^{\omega}]$; $\tau_k = \mathrm{Sat}(\mathrm{T}_u, |\mathrm{v}_k|)$. Асимптотическая устойчивость положения равновесия $\mathbf{x}_k = 0$ такой нелинейной дискретной модели доказывается с помощью дискретной функции Ляпунова $\mathrm{v}_k \equiv \mathrm{v}(\mathbf{x}_k) = (\mathbf{x}_k^{\mathrm{T}} \mathbf{V} \mathbf{x}_k)^{1/2}$; $\mathbf{V} = (\mathbf{T}^{\mathrm{T}}\mathbf{T})^{-1}$, где матрица $\mathbf{T}$ составлена из собственных векторов матрицы $\mathbf{A}_d^{\mathrm{o}} \equiv \mathbf{A}_d + \mathbf{b}_d \mathbf{K}_d$ замкнутой линейной дискретной системы для ее собственных значений внутри единичного круга. Первая разность такой функции Ляпунова удовлетворяет неравенству $\mathrm{v}_{k+1} \le (\mu^2 + a\mathrm{v}_k + b\mathrm{v}_k^2)^{1/2}\mathrm{v}_k$, где постоянные положительные параметры a и b появляются в процессе мажорирования. Используя данный результат, рассчитываются положительные значения коэффициентов $\bar{k}^{\phi}, \bar{k}^{\omega}$ в законах управления ДУО, при которых будет обеспечена не только асимптотическая устойчивость каждого канала управления КА в соответствующем режиме, но и приемлемые показатели качества как переходного процесса, и точностные характеристики.



Р и с. 3. Колебания первой панели СБ по первым трем тонам в РУ, первые 16 секунд



Р и с. 4. Упругие колебания первой панели СБ в РНОС

Параметрический синтез дискретных алгоритмов

Параметрический синтез дискретных алгоритмов фильтрации и ШИМ управления слабодемпфированным спутником (декремент $\delta = 0.005$) выполнен на основе тщательной имитации движения его полной непрерывно-дискретной модели в среде Matlab. На рис. 3 и 4 представлены результаты численного моделирования колебаний первой панели СБ в РУ и РНОС.

Заключение

Представлены результаты анализа устойчивости и колебаний упругих слабодемпфированных спутников при неполном дискретном измерении состояния, многократной фильтрации и широтно-импульсном управлении реактивными двигателями. Установлено, что даже при логарифмическом декременте $\delta \cong 0.005$ упругих колебаний панелей СБ синтезированные дискретные алгоритмы фильтрации и управления обеспечивают устойчивость и приемлемое качество переходных процессов в начальных режимах ориентации крупногабаритных космических аппаратов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Стрейц В.* Метод пространства состояний в теории линейных дискретных систем управления. – М.: Наука, 1985. – 296 с.
2. *Сомов Е.И.* Робастная стабилизация упругих космических аппаратов при неполном дискретном измерении и запаздывании в управлении // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 2001. – №2. – С. 124-143.
3. *Сомов С.Е.* Нелинейная динамика упругого спутника при начальном успокоении // Изв. Самарского научного центра РАН. – 2005. – Т. 7. – №1. – С. 107-117.
4. *Сомов С.Е.* Динамика успокоения упругого спутника при широтно-импульсной модуляции управления двигателями // Изв. вузов. Авиационная техника. – 2005. – №4. – С. 17-23.
5. *Сомов С.Е.* Анализ колебаний конструкции спутника при наведении на Солнце и Землю с широтно-импульсной модуляцией управления двигателями // Изв. Самарского научного центра РАН. – 2007. –Т. 9. – №3. – С. 813-823.
6. *Сомов С.Е.* Моделирование движения упругого спутника // Актуальные проблемы авиационных и аэрокосмических систем. – 2007. – Т. 12. – №3 (25). – С. 75-84.

Статья поступила в редакцию 7 марта 2008 г.

UDK 681.51: 629.78

STABILITY AND OSCILLATIONS OF A FLEXIBLE SATELLITE AT WIDTH-PULSE CONTROL BY THE JET ENGINES

S.Ye. Somov[1]

Research Institute of Mechanical Systems Realibility, Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya str., Samara, 443100

An approach for analysis of stability and oscillations by the flexible weak-damped satellites at incomplete discrete measurement of the state and a width-pulse control by the jet engines, is presented.

***Key words** : spacecraft, width-pulse control*

[1] *Sergey Ye. Somov, researcher.*