ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПРИВОДНЫХ МЕХАНИЗМОВ АВИАЦИОННЫХ И КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Бойко В.А, Бабенко Д.Ф

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

Известно, что наиболее распространенным механизмом, устанавливаемым, между приводным электродвигателем и исполнительным элементов, является зубчатый редуктор. При этом основным параметром, определяющим состав и основные характеристики этого редуктора, является его общее передаточное отношение i_{Σ} , значения которого определяется исходя из общих кинематических зависимостей для данного привода.

Значения же общего передаточного отношения в свою очередь определяется как произведение передаточных отношений отдельных зубчатых пар (ступеней) будущего редуктора:

$$i_{\Sigma} = i_1 \cdot i_2 \cdot i_3 \cdots i_{n-1} \cdot i_n, \qquad (1)$$

В этом уравнении первоначально не известны ни значения его составляющих, ни их количество. При этом из практики проектирования таких механизмов известно, что и количество этих составляющих, и их значения, и порядок их следования существенно влияют на такие важные параметры будущего редуктора, как габаритные размеры и масса, быстродействие, кинематическая погрешность и др.

Решение задачи оптимального (рационального) распределения общего передаточного отношения по ступеням с учетом определяющего качественного параметра будущего редуктора можно осуществить, составляя уравнения качественного показателя: общей массы, габаритного размера, суммарной кинематической погрешности, приведенного момента инерции (параметра влияющего на быстродействие редуктора). При этом необходимо учитывать также факторы работы редуктора как: реверсивный – не реверсивный, нагруженный (силовой) – не нагруженный (кинематический).

В дальнейшем для определения передаточных отношений отдельных ступеней редуктора и их количества составляется система уравнений из частных производных, решением которой и определяется рациональные значения этих передаточных отношений.

Для механизмов дистанционного управления одним из определяющих факторов качества их работы является быстродействие, которое в свою очередь зависит от приведенного момента инерции будущего редуктора. Поэтому уравнения функции качества в этом случае строится на базе уравнения приведенного момента инерции этого механизма, например

$$I = I_1 + \frac{(I_2 + I_3) \cdot \omega_2^2 + (I_4 + I_5) \cdot \omega_3^2 + \dots + I_k \cdot \omega_n^2}{\omega_1^2}, \qquad (2)$$

где $I_1, I_2, I_3, ..., I_k$ – моменты инерции отдельных колес,

 $\omega_1, \omega_2, \omega_3, ..., \omega_n$ – угловые скорости валов, рад/с.

Для зубчатого цилиндрического колеса (как для сплошного цилиндра) момент инерции определяется по формуле:

$$I=\frac{M\cdot r^2}{2},$$

где *г* – радиус колеса,

М – масса колеса.

Масса колеса равна $M = V \cdot \gamma$, кг,

где V – объём колеса, равный $V = \pi \cdot r^2$

$$r$$
 – радиус колеса, равный $r = \frac{m \cdot z}{2}$,

т – модуль зацепления, мм

z – количество зубьев колеса.

Также передаточное отношение
$$i = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{z_2}{z_1}$$
.

После соответствующих подстановок, преобразований и упрощений уравнения (2) получаем уравнения функции качества.

Например, для ненагруженного (кинематического) редуктора, определяющим фактором которого является быстродействие, получено такое уравнения функции качества:

$$F((i_1, i_2, i_3, \dots, i_n) = 1 + \frac{i_1^4 + 1}{i_1^2} + \frac{i_2^4 + 1}{i_1^2 \cdot i_2^2} + \frac{i_3^4 + 1}{i_1^2 \cdot i_2^2 \cdot i_3^2} + \dots + \frac{i_{n-1}^4 + 1}{i_1^2 \cdot i_2^2 \cdot i_3^2 \dots i_{n-1}^2} + \frac{i_n^4}{i_1^2 \cdot i_2^2 \cdot i_3^2 \dots i_{n-1}^2 \cdot i_n^2}$$

Для того чтобы исследовать эту функцию на минимум, с математической точки зрения, нужно составить функцию Лагранжа:

$$L(i_1, i_2, i_3, ..., i_n, \lambda) = F((i_1, i_2, i_3, ..., i_n) + \lambda \cdot \varphi(i_1, i_2, i_3, ..., i_n),$$

где *\lambda* – множитель Лагранжа,

a $\varphi(i_1, i_2, i_3, ..., i_n) = i_{\Sigma} - i_1 \cdot i_2 \cdot i_3 \cdots i_{n-1} \cdot i_n$.

Необходимым условиям ее экстремума является равенство нулю градиента $\nabla L(i_1, i_2, i_3, ..., i_n, \lambda) = 0$. В соответствии с правилами дифференцирования записываем в виде:

$$\begin{split} &\left(\frac{\partial L(i_1,i_2,i_3,...,i_n,\lambda)}{\partial i_1} - \lambda \cdot \frac{\partial \varphi(i_1,i_2,i_3,...,i_n)}{\partial i_1} = 0, \\ &\frac{\partial L(i_1,i_2,i_3,...,i_n,\lambda)}{\partial i_2} - \lambda \cdot \frac{\partial \varphi(i_1,i_2,i_3,...,i_n)}{\partial i_2} = 0, \\ &\frac{\partial L(i_1,i_2,i_3,...,i_n,\lambda)}{\partial i_{n-1}} - \lambda \cdot \frac{\partial \varphi(i_1,i_2,i_3,...,i_n)}{\partial i_{n-1}} = 0, \\ &\frac{\partial L(i_1,i_2,i_3,...,i_n,\lambda)}{\partial i_{n-1}} - \lambda \cdot \frac{\partial \varphi(i_1,i_2,i_3,...,i_n)}{\partial i_{n-1}} = 0. \end{split}$$

После того как продифференцировать эти уравнения получим систему с n+1 уравнений и n+1 неизвестных.

$$\begin{cases} 2 \cdot i_{1} - \frac{2}{i_{1}^{3}} - 2 \cdot \frac{i_{2}^{4} + 1}{i_{1}^{3} \cdot i_{2}^{2}} - \dots - 2 \cdot \frac{i_{n-1}^{4} + 1}{i_{1}^{3} \cdot i_{2}^{2} \dots i_{n-1}^{2}} - 2 \cdot \frac{i_{n}^{4}}{i_{1}^{3} \cdot i_{2}^{2} \dots i_{n-1}^{2}} + \lambda \cdot (i_{2} \cdot i_{3} \cdots i_{n-1} \cdot i_{n}) = 0, \\ 2 \cdot \frac{i_{2}}{i_{1}^{2}} - \frac{2}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{3}} - 2 \cdot \frac{i_{3}^{4} + 1}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{3} \cdot i_{3}^{2}} - \dots - 2 \cdot \frac{i_{n-1}^{4} + 1}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{3} \cdot i_{3}^{2} \dots i_{n-1}^{2}} - 2 \cdot \frac{i_{n}^{4}}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{3} \cdot i_{3}^{2}} + \lambda \cdot (i_{1} \cdot i_{3} \cdot i_{4} \cdots i_{n-1} \cdot i_{n}) = 0, \\ 2 \cdot \frac{i_{n-1}}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{2} \cdot i_{3}^{2} \dots i_{n-2}^{2}} - 2 \cdot \frac{1}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{2} \cdot i_{3}^{2} \dots i_{n-2}^{2} \cdot i_{n-1}^{3}} - 2 \cdot \frac{i_{n}^{4}}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{2} \cdot i_{3}^{2} \dots i_{n-2}^{2} \cdot i_{n}} + \lambda \cdot (i_{1} \cdot i_{2} \cdot i_{3} \cdots i_{n-2} \cdot i_{n}) = 0, \\ 2 \cdot \frac{i_{n}}{i_{1}^{2} \cdot i_{2}^{2} \cdot i_{3}^{2} \dots i_{n-1}^{2}} + \lambda \cdot (i_{1} \cdot i_{2} \cdot i_{3} \cdots i_{n-2} \cdot i_{n-1}) = 0. \end{cases}$$

С последнего выражения определяем множитель Лагранжа λ и подставив его в предпоследнее выражение, после преобразований и упрощений получаем формулу для определения передаточных отношений ступеней:

$$i_n = \sqrt{\frac{i_{n-1}^4 - 1}{2}}.$$
 (3)

Эта формула связывает все передаточные отношения соседних ступеней.

Если учитывать то, что передаточные отношения должны быть возрастающими ($i_1 < i_2 < i_3 < < i_{n-1} < i_n$) и подбирать какие-то значения по критерию (3), а потом подставляя их в функцию качества, то увидим, что эта функция будет минимальной (см. рис.1) при равных передаточных отношениях ($i_1 = i_2 = i_3 = = i_{n-1} = i_n$). Тогда, решая уравнения (3) получим:

$$i_1 = i_2 = i_3 = \dots = i_{n-1} = i_n = i = \sqrt{1 + \sqrt{2}} = 1,554$$

Тогда суммарное передаточное отношения: $i_{\Sigma} = i^n$, а оптимальное количество зубчатых пар: $n_{i\bar{i}\bar{o}} = \frac{\ln i_{\Sigma}}{\ln i} \approx 2,269 \cdot \ln i_{\Sigma}$.

Для силового реверсивного редуктора функция качества имеет вид: $F((i_1, i_2, i_3, ..., i_n) = i_{\Sigma}^{-\frac{5}{3}} \cdot [1 + i_1^2 + \frac{1 + i_2^2}{i_1^{\frac{1}{3}}} + \frac{1 + i_3^2}{i_1^{\frac{1}{3}} \cdot i_2^{\frac{1}{3}}} + + \frac{1 + i_{n-1}^2}{i_1^{\frac{1}{3}} \cdot i_2^{\frac{1}{3}} i_{n-2}^{\frac{1}{3}}} + \frac{1 + i_n^2}{i_1^{\frac{1}{3}} \cdot i_2^{\frac{1}{3}} i_{n-2}^{\frac{1}{3}}}].$ Аналогично с предыдущим исследуем эту функцию качества на экстремум. В итоге получаем такую систему уравнений:

$$\begin{cases} 2 \cdot i_{1} - \frac{1}{3} \cdot \frac{1 + i_{2}^{2}}{i_{1}^{\frac{4}{3}}} - \dots - \frac{1}{3} \cdot \frac{1 + i_{n}^{2}}{i_{1}^{\frac{4}{3}} \cdot i_{2}^{\frac{1}{3}} \dots i_{n-2}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{n-1}^{\frac{1}{3}}} + \lambda \cdot (i_{2} \cdot i_{3} \cdots i_{n-1} \cdot i_{n}) = 0, \\ 2 \cdot \frac{i_{2}}{i_{1}^{\frac{1}{3}}} - \frac{1}{3} \cdot \frac{1 + i_{3}^{2}}{i_{1}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{2}^{\frac{4}{3}}} - \dots - \frac{1}{3} \cdot \frac{1 + i_{n}^{2}}{i_{1}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{2}^{\frac{4}{3}} \dots i_{n-1}^{\frac{1}{3}}} + \lambda \cdot (i_{1} \cdot i_{3} \cdot i_{4} \cdots i_{n-1} \cdot i_{n}) = 0, \\ 2 \cdot \frac{i_{n-1}}{i_{1}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{2}^{\frac{1}{3}} \dots i_{n-2}^{\frac{1}{3}}} - \frac{1}{3} \cdot \frac{1 + i_{n}^{2}}{i_{1}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{2}^{\frac{1}{3}} \dots i_{n-2}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{n-1}^{\frac{1}{3}}} + \lambda \cdot (i_{1} \cdot i_{2} \cdot i_{3} \cdots i_{n-2} \cdot i_{n}) = 0, \\ 2 \cdot \frac{i_{n-1}}{i_{1}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{2}^{\frac{1}{3}} \dots i_{n-2}^{\frac{1}{3}} \cdot \frac{1 + i_{n}^{2}}{i_{1}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{2}^{\frac{1}{3}} \dots i_{n-2}^{\frac{1}{3}} \cdot i_{n-1}^{\frac{1}{3}}} + \lambda \cdot (i_{1} \cdot i_{2} \cdot i_{3} \cdots i_{n-2} \cdot i_{n}) = 0. \end{cases}$$

Решая эту систему уравнений, получаем зависимость, которая характеризует связь между передаточными отношениями соседних ступеней редуктора:

$$i_n = \sqrt{\frac{6 \cdot i_{n-1}^{\frac{7}{3}} - 1}{7}}.$$
(4)

Учитывая то, что эти отношения должны быть возрастающими и подбирая их по критерию (4), то, как и в предыдущим случае, функция качества будет минимальной при равных передаточных отношениях:



$$i_1 = i_2 = i_3 = \dots = i_{n-1} = i_n = i = 1,806.$$

Рис.1. Зависимость функции качества от количества зубчатых пар

Оптимальное количество зубчатых пар: $n_{ii\delta} = \frac{\ln i_{\Sigma}}{\ln i} \approx 1,692 \cdot n i_{\Sigma}$.

Таким образом, проектирования редуктора с минимальным приведенным моментом инерции может иметь два варианта:

- 1. Проектирование редуктора не ограничивается количеством ступеней. В этом случае выбирается передаточное отношение равные i = 1,554 или как в втором примере i = 1,806. После этого определяется количество ступеней по формуле $n_{iro} = \ln i_{\Sigma} / \ln i$.
- Проектирования редуктора с ограниченным количеством ступеней. В этом случае передаточные отношения соседних ступеней распределяются по зависимостям (3) и (4), что также обеспечивает меньшее значения приведенного момента инерции по сравнению с другими методами распределения.

Предложенная методика может быть использована для проектирования редуктора с другими определяющими качествами параметра.

УДК 629.735.051:681.513.5(075.8)

СТРУКТУРНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДЕЛЕЙ ДИНАМИКИ ЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА С ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРОЙ ПО ДАННЫМ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Блохин Л.Н., .Вовк В.Г.

Национальный авиационный университет, Украина

При современных требованиях к точности процессов навигации или стабилизации подвижного объекта (летательного аппарата, космического аппарата, вертолета с грузовой подвеской) заданной на или программируемой траектории движения необходимо синтезировать оптимальные структуру и параметры системы стабилизации (регулятора) объекта с учетом реальных контролируемых и не контролируемых стохастических возмущающих факторов, действующих на объект в каждом конкретном режиме его функционирования, оценивать и учитывать в процессе синтеза оптимальной структуру регулятора многомерные модели динамики как самого объекта, его базовых частей, контролируемых и не контролируемых возмущающих факторов, воздействующих на объект в его реальном движении.

Как правило, указанные модели динамики подвижных объектов, отвечающих реальным эксплуатационным режимам движения, или вообще неизвестны, или известны весьма грубо.

ситуации на современном этапе развития техники Такие не удовлетворяют требования к конкурентоспособности процессов навигации и стабилизации существующих или создаваемых объектов. Однако, в настоящие время имеется значительное количество прототипов исследуемого объекта с которым проводятся натурные или полунатурные исследования их динамики. Из-за незнания требуемых методов и алгоритмов обработки и целевого применения результатов интересующей обработки навигационной стохастической информации, которую возможно получить в процессе испытания, удобные и необходимые в настоящие время «реальные» модели динамики объектов, их частей и возмущающих факторов практически отсутствуют. Ситуации с идентификации модели объекта с произволом в динамике, например, неустойчивого, резко усложняются. Но специальные натурные (полунатурные) исследования прототипов будущего подвижного объекта позволяют решать задачи структурной идентификации [1] интересующих практику моделей динамики сложных объектов. Для этого необходимы специальные наукоёмкие технологии идентификации.

Ниже рассмотрена задача структурной идентификации всех моделей динамики, необходимых на дальнейших этапах синтеза оптимальной структуры регулятора движения исследуемого стабилизируемого объекта.

Пусть на неустойчивый в общем случае объект воздействуют стохастические факторы, представляющие собой сумму многомерных детерминированных и случайных, контролируемых и не контролируемых воздействий, при чем случайные воздействия оказываются стационарными эргодическими процессами с известными по результатам натурного эксперимента неслучайными динамическими характеристиками.

Движение указанного объекта стабилизации, как известно, может быть описано системой линейных дифференциальных уравнений, преобразованных по Лапласу, вида:

$$Px = Mu + N\zeta + \psi\Delta,\tag{1}$$

где P, M, N, ψ – полиноминальные матрицы аргумента в преобразовании Лапласа, *x*- п-мерные вектор выходных координат объекта, *u*- m-мерный вектор управлений объектам, ς - п-мерные вектор контролируемых возмущений, действующих на объект стабилизации, Δ - п-мерные вектор «белых» шумов, из которых формируется неконтролируемые возмущения на объект в конкретном режиме его функционирования.

Пусть векторы сигналов x, u, ς, Δ содержат детерминированные и случайные стационарные составляющие, т.е. являются стохастическими

процессами, Фурье – образы которых могут быть представлены следующим образом:

$$x = x^{\circ} + \bar{x} \qquad u = u^{\circ} + \bar{u} \qquad \varsigma = \varsigma^{\circ} + \bar{\varsigma} \qquad \Delta = \Delta^{\circ} + \bar{\Delta} \tag{2}$$

Матрица Р⁻¹, характеризующая объект стабилизации, содержит как устойчивые так и неустойчивые полюса, может иметь вид

$$P^{-1} = P_{+}^{-1} + P_{-}^{-1} \tag{3}$$

где символы «+» и «-» - знаки винеровской операции сепарации исходной матрицы.

С учетом выражений (2) и (3), уравнение (1) может быть переписано таким образом

$$x = x^{0} + \bar{x} = \left(P_{+}^{-1} + P_{-}^{-1}\right) \left[M(u^{0} + \bar{u}) + N(\zeta^{0} + \bar{\zeta}) + \Psi(\Delta^{0} + \bar{\Delta})\right]$$
(4)

Уравнение в (4) соответствует структурная схема объекта, представлена на Рис. 1.



Рис.1. Структурная схема идентификации идентифицируемого объекта.

На структурной схеме (рис.1) стрелками помечены сигналы, которые должны быть оценены в процессе натурных экспериментальных исследовании объекта и наилучшим образом оценены при обработке данных.

Уравнение (4) может быть переписано таким образом:

$$x = x^{0} + \bar{x} = P_{*}^{-1} (Mu^{0} + N\zeta^{0} + \Psi\Delta^{0}) + P_{-}^{-1} (M\bar{u} + N\bar{\zeta} + \Psi\bar{\Delta}) +$$
(5)

 ${}^{+}P_{\star}^{-1}(M\bar{u}+N\bar{\zeta}+\Psi\bar{\Delta})+P_{\star}^{-1}(Mu^{0}+N\zeta^{0}+\Psi\Delta^{0})$

В уравнении (5) первое и третье слагаемое устойчивые случайный и детерминированный процессы соответственно, а второе и четвёртое слагаемые неустойчивый и случайный детерминированный процессы соответственно.

Так как второе слагаемое в уравнении (5) из-за неустойчивости не может иметь спектральных характеристик, а факт неустойчивости объекта в процессе дальнейшего синтеза структуры регулятора должен быть устранен, на первоначальном этапе идентификации указанное слагаемое не учитываться так как по результатам испытаний сигналы \hat{x} и \bar{x} полагаются известными, т.е. далее разделим случайный и детерминированный тракты модели объекта.

На структурной схеме (рис.2) представлен случайный тракт объекта следующим образом.

Полагаем, что по результатам эксперимента и дальнейшей обработки известными методами случайной информации об объекте становится известными транспонированные матрицы спектральных и взаимных спектральных плотностей векторов $x^0, u^0, \zeta^0, \Delta^0$, а именно

: S'_{xx} , S'_{uu} , $S'_{\Delta\Delta}$, S'_{gg} , S'_{xg} , S'_{gg} , S'_{ug} , S'_{gu} , S'_{uu} , S'_{uu} , $S'_{x\Delta}$, $S'_{\Delta x}$. Полагаем

также что неконтролируемое возмущение $\Psi \Delta^{\circ}$ не коррелированно u.



Рис.2. Структурная схема случайного тракта исследуемого объекта.

Для решения намеченной задачи структурной идентификации интересующих моделей динамики необходимо ввести в рассмотрение вектор:

$$y^{0} = \begin{bmatrix} u^{0} \\ \varsigma^{0} \\ \Delta^{0} \end{bmatrix}$$
(6)

а также искомую блочную матрицу строку Φ , $\Phi = (P_{+}^{-1}M, P_{+}^{-1}N, P_{-}^{-1}\Psi)$

учитывая которые, уравнение движения объекта только со случайными воздействиями можно записать в виде

$$x^{0} = P_{*}^{-1} M u^{0} + P_{*}^{-1} N \varsigma^{0} + P_{*}^{-1} \Psi \Delta^{0} = \Phi y.$$
(8)

При точных измерениях всех указанных на схеме (Рис. 2) вектор сигналов $x^0, u^0, \zeta^0 u \Delta^0$ уравнения (8) выполняется строго. Даже при оптимальном наблюдении (1) этих сигналов $x^0, u^0, \zeta^0 u \Delta^0$ возникает вектор ошибок ε^0 и уравнение (8) представляют в виде:

$$x^0 = \hat{x}^0 - \Phi \hat{y}^0 \quad . \tag{9}$$

Опуская в дальнейшем символ оценивания на векторах сигналов по теореме Винера-Хинчина и учитывая выражения (6-8) можно составить транспонированную матрицу спектральных плотностей вектора ошибки є как

$$S'_{\varepsilon\varepsilon} = S'_{xx} - S'_{yx}\Phi_* - \Phi S'_{xy} + \Phi S'_{yy}\Phi_*$$
(10)

где знак «*» - символ Эрмитова сопряжения.

٨

Как не трудно убедится с помощью теоремы Винера-Хинчина транспонированые матрицы спектральных и взаимных спектральных плотностей интересующих векторов сигналов нужно представить в виде:

$$S'_{yy} = \begin{bmatrix} S'_{uu} & S'_{\varsigma u} & 0\\ S'_{u\varsigma} & S'_{\varsigma\varsigma} & 0\\ 0 & 0 & E_k \end{bmatrix}; S'_{yx} = \begin{bmatrix} S'_{xu}\\ S'_{x\varsigma}\\ \Psi_* P_{*}^{-1} \end{bmatrix}; S'_{xy} = (S'_{ux}, \varsigma'_{\varsigma x}, P_{+}^{-1} \Psi) \quad (11)$$

Матрицы $S'_{uu}, S'_{gg}, S'_{xg}, S'_{gg}, S'_{gg}, S'_{gg}, S'_{gu}, S'_{xu}, S'_{ux}$ находятся непосредственно по данным натурного эксперимента с исследуемым объектом, а матрица передаточных функций от неконтролируемого возмущения $\overset{\circ}{\Delta}$ к выходу путём винеровской факторизации уравнения связи сигналов объекта, которые в данном случае имеют вид:

 $P_{+}^{-1}\Psi \cdot \Psi_{*}P_{+*}^{-1} = S'_{xx} - P_{+}^{-1}MS'_{uu}P_{+*}^{-1} - P_{+}^{-1}MS'_{cu}N_{*}P_{+*}^{-1} - P_{+}^{-1}NS'_{uc}M_{*}P_{+*}^{-1} - P_{+}^{-1}NS'_{cc}N_{*}P_{+*}^{-1}$ (12)

Как функционал качества (точности) намечаемой структурной идентификации выбрано выражение:

$$e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} tr(S'_{\varepsilon\varepsilon}R) ds$$
(13)

где матрица $S'_{\varepsilon\varepsilon}$ имеет вид (10), R - весовая положительно определенная полиноминальная матрица, «tr» - след матрицы.

В качестве варьируемой функции в функционале (13) выбрана матрица (7). Минимизацию функционала (13), целесообразно выполнять с помощью процедуры метода Винера-Колмогорова [1]. Согласно процедуре используемого метода необходимо отыскать первую вариацию функционала и определить условия тождественного равенства её нуле. Это условие является одновременно и алгоритмом выбора модели Ф матрицы (7) по данным натурного эксперимента.

Первую вариацию функционала (13) следует записать как

$$\delta e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} tr \Big[(R \Phi S'_{yy} - R S'_{yx}) \delta \Phi_* + \delta \Phi (S'_{yy} \Phi_* R - S'_{xy} R) \Big] ds \tag{14}$$

вводя обозначения

$$\Gamma_*\Gamma = R , DD_* = S'_{yy}, T = T_0 + T_+ + T_- = \Gamma S'_{yx} D_*^{-1} , \qquad (15)$$

где $\Gamma_*\Gamma$, DD_* – результаты винеровской операции факторизации, $T_0, T_+ \mu T_-$ результаты операции сепарации выражений (15) с учетом выражения (11) матрицу Т удобнее переписать как:

$$T = T_0 + T_+ + T_- = \Gamma(S'_{ux}, S'_{\varphi}, S'_{\Delta x}) D_*^{-1} = \Gamma(S'_{ux}, S'_{\varphi}, P_+^{-1} \Psi) D_*^{-1}$$

Таким образом, идентифицированы структуры и параметры объекта и воздействий в устойчивом тракте случайных сигналов. Данные о неустойчивости объекта *P*⁻¹ возможно получить по результатам анализа по неустойчивой части детерминированного тракта объекта, показанной в выражении (5)

$$x = P_{-}^{-1}(M\overline{u} + N\overline{\zeta} + \Psi\overline{\Delta}) \tag{16}$$

Производя разложение членов уравнения (16) следующим образом:

$$P_{-}^{-1}M = V_{-}^{-1}\hat{M}, \ P_{-}^{-1}N = V_{-}^{-1}\hat{N}, \ P_{-}^{-1}\Psi = V_{-}^{-1}\hat{\Psi}$$
(17)

здесь матрицы \hat{M}, \hat{N} и $\hat{\Psi}$ – результаты разложений уже известных матриц $P_{+}^{-1}M, P_{+}^{-1}N$ и $P_{+}^{-1}\Psi$ следующим образом $P_{+}^{-1}M = P_{0+}^{-1}\hat{M}, P_{+}^{-1}N = P_{0+}^{-1}\hat{N}, P_{+}^{-1}\Psi = P_{0+}^{-1}\hat{\Psi},$ где P_{0+}^{-1} - диагональная матрица с полюсами только в левой полуплоскости комплексного переменного $s = j\omega$, а диагональные матрицы V_{-}^{-1} имеют только неустойчивые полюса.

Вводя обозначения:

 $\overline{x}_{-} = Q_x L_{n \times 1}, \ (\hat{M}\overline{u} + \hat{N}\overline{\varsigma} + \hat{\Psi}\overline{\Delta}) = (Q_u + Q_{\varsigma} + Q_{\Delta})L_{n \times 1}$

переменным уравнения (16) как:

 $Q_{x}L_{n\times 1} = V_{-}^{-1}(Q_{u} + Q_{\varsigma} + Q_{\Delta})L_{n\times 1} \quad \text{или} \quad Q_{x} = V_{-}^{-1}(Q_{u} + Q_{\varsigma} + Q_{\Delta})$ (18)

Искомую неустойчивую часть объекта необходимо записать следующим образом

$$V_{-}^{-1} = Q_x (Q_u + Q_{\varsigma} + Q_{\Delta})^{-1} \quad . \tag{19}$$

Поставив выражение (19) в уравнение (4) по результатам структурной идентификации можно переписать последние в виде:

$$x = (P_{0+}^{-1} + V_{-}^{-1})(\hat{M}u^{0} + \hat{N}\varsigma^{0} + \hat{\Psi}\Delta^{0}) + (P_{0+}^{-1} + V_{-}^{-1})(\hat{M}\overline{u} + \hat{N}\overline{\varsigma} + \hat{\Psi}\overline{\Delta})$$
(20)

Таким образом, поставленная задача структурной идентификации по данным натурного эксперимента интересующих моделей объекта с произвольной динамикой и стохастических воздействиях решена.

Литература

1. *Блохин Л.Н.*, «Оптимальные системы стабилизации». – К.: Техніка, 1982-144 с.

УДК 681.5.013+681.532.8

МЕТОДИКА СИНТЕЗУ АВТОСТЕРНОВОГО ДЛЯ МОРСЬКИХ СУДЕН З ЗАБЕЗПЕЧЕННЯМ ЗАДАНОЇ ДИНАМІЧНОЇ ПОХИБКИ. Іванов С.В., Тєут В.М., Олійник П.Б.

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут"

Вступ. У ході плавання судна умови постійно змінюються, тому виникає необхідність налаштовувати автостерновий з метою забезпечення заданої якості керування в процесі плавання.

У більшості сучасних автостернових використовують пропорційноінтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор [1]. Такий регулятор в принципі може налаштовуватись під різні умови плавання, однак більшість алгоритмів налаштування є евристичними, і призводять до погіршення якості керування, зокрема до зменшення керованості судна [2]. Регулятори ж на основі штучних нейромереж та нечіткої логіки поки що не є широко розповсюдженими, а тому в даній публікації не розглядаються.

В даній публікації запропоновано методику, яка орієнтована на створення адаптивного автостернового, який враховує зміни параметрів моделі судна і збурюючого моменту, що діє на судно в процесі плавання. Синтез автостернового складається з двох етапів:

1. Ідентифікація параметрів моделі судна – коефіцієнту передачі, сталих часу та збурюючого моменту. Методики ідентифікації на основі руху судна при активному керуванні наведено, наприклад в [3-5]; основним недоліком цих методик є низька точність визначення параметрів моделі. Підвищення точності методик потребує додаткових досліджень.

2. Вибір структури та розрахунок параметрів регулятора автостернового на основі ідентифікованих параметрів моделі судна та максимального значення збурюючого моменту.

Метою даної роботи є представлення методики синтезу автостернового на основі ідентифікованої моделі судна (моделі Номото першого порядку). Основою даної методики є те, що судно з автостерновим є коливною системою.

Опис моделі судна з автостерновим. Модель Номото першого порядку визначається диференціальними рівняннями руху судна

$$\begin{cases} \dot{\Psi} = \omega \\ \dot{\omega} = -\mu\omega + \mu k\delta + m_d \\ \dot{\delta} = -\mu_g \delta + \mu_g u \end{cases}$$
(1)

де Ψ – кут рискання відносно заданого курсу, ω – кутова швидкість рискання, δ – кут перекладки стерна, $\mu = 1/T$ – величина, обернена сталій часу судна, k – коефіцієнт передачі, μ_g – величина, обернена стадій привода (відома з документації на судно), m_d – збурюючий момент, що діє на судно (високочастотними збуреннями знехтувано, тобто в m_d входять лише сталі та низькочастотні збурення у виді білого шуму). На рис. 1 показано схему судна з адаптивним автостерновим.



Рис. 1. Схема судна з адаптивним автостерновим.

На рис. 1 $\Psi_{3a\partial}$ – заданий курс судна, Ψ – дійсний курс судна, $m_c = \frac{m_d T}{k}$ – збурюючий момент, що діє на судно, $\Delta \Psi$ – похибка регулювання. Привод стерна включено в автостерновий і на схемі не показано. На систему керування накладено обмеження за максимально допустимою динамічною похибкою: при заданому збурюючому моменті $\Delta \Psi < \Delta \Psi_{\ddot{a}\ddot{n}}$ (допустимої величини динамічної похибки). Блок ідентифікації параметрів служить для визначення параметрів моделі судна і налаштування автостернового та використовується періодично з метою адаптації системи «автостерновий - судно» до конкретних умов плавання.

Методика синтезу автостернового. Для забезпечення нульового відхилення судна від заданого курсу систему керування проектують як астатичну. Оскільки слід забезпечити астатизм як за збуренням, так і за вхідною дією, то система керування, зображена на рис. 1, повинна бути астатичною другого порядку за вхідною дією і першого порядку за збуренням. Отже, передаточна функція автостернового $W_*(s)$ обов'язково включає інтегратор, і може бути

записана як
$$W_*(s) = \frac{1}{s} W_{1*}(s)$$
.

В цьому випадку передаточні функції для помилки замкнутої системи, зображеної на рис. 1, за вхідною дією $\Phi_e(s)$ та збуренням $\Phi_{ef}(s)$ мають вид:

$$\Phi_e(s) = \frac{s^2(Ts+1)}{s^2(Ts+1) + kW_{1*}(s)}, \ \Phi_{ef}(s) = \frac{s \cdot k}{s^2(Ts+1) + kW_{1*}(s)}$$
(2)

Статичні похибки запропонованої системи керування дорівнюють нулю, однак ще треба визначити динамічну похибку системи за дії постійного збурюючого моменту, яка визначає відхилення судна від курсу. Для забезпечення динамічної похибки не більше допустимої скористаємось наступним прийомом: виберемо еталонну (базову) систему керування з відомими характеристиками (показником коливності, перерегулюванням і т.п.), та приведемо характеристики синтезованої системи керування судном до виду, близького до базової, вибравши її параметри і додавши коригуючу ланку.

Передаточну функцію розімкнутої еталонної системи приймемо рівною

$$W_{\delta\dot{a}}(s) = K_e \frac{T_2 s + 1}{s^2 (T_3 s + 1)^2},$$
(3)

оскільки ця функція широко використовується при дослідження астатичних систем. Параметри цієї передаточної функції визначаються зі співвідношень:

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}, \ T_3 = \frac{1}{\omega_0} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{2(M+1)}, \ K_e = {\omega_0}^2,$$
(4)

де ω_0 – базова частота. Базова частота зв'язана з частотою зрізу еталонної системи співвідношенням $\omega_0 = \frac{\omega_{c\delta}}{q}$, де q – коефіцієнт. Коефіцієнти еталонної системи ρ , q і λ для різних показників коливності за даними [6] наведенов табл. 1.

Коефіцієнт	Показник коливності М			
	1,3	1,5	1,7	
ρ	1,698	1,485	1,391	
q	0,816	0,858	0,892	
λ	2,08	1,73	1,56	

Таблиця 1. Коефіцієнти для еталонної системи

Вибір показників еталонної системи слід проводити з міркувань забезпечення оптимального балансу між перерегулюванням та часом перехідного процесу. Внаслідок значної інерційності судна як об'єкта керування можна рекомендувати взяти показник коливності M = 1,3, бо в порівнянні з системами з більшими значеннями M динамічна похибка в цьому випадку мінімальна.

Для оцінки динамічної похибки, для еталонної системи слід отримати оцінку максимального відхилення системи в перехідному процесі при дії сталого збурення (збурюючого моменту). Подальший аналіз базується на тому, що за наявності перерегулювання базова система достатньо близька до коливної системи, якою є судно з автостерновим.

Розглянемо коливну систему, задану рівнянням $\ddot{X} + \omega_*^2 X = \sigma(t)$. Для дій

малої тривалості має місце [7] оцінка $\max |X(t)| \approx \frac{1}{\omega_*} R(\tau)$, де $R(\tau) = \int_0^\tau \sigma(\vartheta) d\vartheta$

– імпульс змінної $\sigma(t)$, і чим менше час дії імпульсу $\sigma(t)$, тим точніше оцінка. Розглянемо тепер рівняння виду

$$\ddot{X} + \omega_*^2 X = \dot{U}(t) \tag{5}$$

де $U(t) = U_* \cdot l(t)$, де l(t) – одиничний стрибок (функція Хевісайда). В цьому випадку $\dot{U}(t) = \delta(t)$, а $R(\tau) = \int_0^{\tau} \sigma(\vartheta) d\vartheta = U_*$. Отже, коли на вхід системи з передаточною функцією $W(s) = \frac{s}{s^2 + {\omega_*}^2}$, динаміка якої визначена рівнянням

(5), поступає постійний сигнал, то

$$X_{\max} \approx \frac{U_*}{\omega_*} = \frac{U_*}{{\omega_*}^2} \omega_* = X_{\tilde{n}\hat{o}.\hat{a}} \omega_*,$$
(6)

де $X_{\tilde{n}o, \mathring{a}} = \frac{U_*}{{\omega_*}^2}$ – еквівалентне статичне зміщення системи з допоміжного рівняння $\ddot{X} + {\omega_*}^2 X = U_*$.

Розглянемо тепер систему з передаточною функцією (3), вважаючи вхідну дію одиничною і перейшовши до відносного часу $\tau = \omega_0 t$. Передаточна функція замкнутої системи в цьому випадку

$$\Phi_{e1}(s) = \frac{\tau_2 s + 1}{s^2 (\tau_3 s + 1)^2 + \tau_2 s + 1}$$
(7)

Оскільки система з передаточною функцією (7) – статична, то існує статичне зміщення $x_{\tilde{n}\hat{o}} = 1$. Максимальне значення швидкості для системи з передаточною функцією $\Phi_{e2}(s) = s\Phi_{e1}(s)$ за даними [6] визначається формулою $\max(\dot{x}(\tau)) = \lambda \cdot x_{\tilde{n}\hat{o}}$, де λ – коефіцієнт з табл. 1. Перейшовши до реального часу t, і врахувавши, що $\frac{dx}{dt} = \frac{dx}{d\tau} \cdot \frac{d\tau}{dt} = \frac{dx}{d\tau} \omega_0$, маємо співвідношення $\dot{x}_{max} = \lambda \omega_0 x_{\tilde{n}\hat{o}}$, аналогічне (6).

Для практичних розрахунків зручніше скористатися оцінкою

$$X_{\max} \approx \omega_{c\delta} X_{\tilde{n}\delta a} \tag{8}$$

де $\omega_{c\delta}$ – частота зрізу, а $X_{\tilde{n}\delta\hat{a}}$ – статичне зміщення допоміжної (еталонної) статичної системи.

Синтез регулятора автостернового виконаємо на основі наведених співвідношень. Для астатичної за моментом системи стабілізації за курсом можна записати $\Delta \Psi = s \Delta \Psi_*$, де $\Delta \Psi_*$ – реакція допоміжної статичної системи з передаточною функцією $\Phi_{\ddot{a}}(s) = \Phi_{ef}(s)/s$. Нехай динамічні

характеристики регулятора достатньо близькі до характеристик системи з передаточною функцією (3) при однаковому показнику коливності системи.

Тоді еквівалентне статичне зміщення $\Delta \Psi_{*\tilde{n}\hat{o}} = \frac{km_c q^2}{\omega_{c\hat{o}}^2}$. Максимальне

відхилення в астатичній системі обчислимо, скориставшись (8):

$$\Delta \Psi_{\max} = \Delta \Psi_{*\tilde{n}\tilde{o}} \,\omega_{c\delta} = \frac{km_c q^2}{\omega_{c\delta}} \tag{9}$$

Якщо обчислене за формулою (9) відхилення $\Delta \Psi_{max}$ значно перевищує допустиме, то в систему вводиться коригуючий контур, який повинен враховувати вплив сталої часу судна, а також скоригувати коефіцієнт передачі розімкнутої системи, залишивши незмінною її частоту зрізу. Передаточна функція коригуючої ланки, яку слід ввести в систему до приводу стерна, буде

$$W_{\hat{e}\hat{e}}(s) = \frac{K_{\hat{e}\hat{e}}(T_{11}s+1)(T_{12}s+1)}{(T_{21}s+1)},$$
(10)

а коригуючої ланки разом з судном

$$W_1(s) = \frac{K_{\hat{e}\hat{e}}(T_{11}s+1)(T_{12}s+1)}{(T_{21}s+1)(T_{12}s+1)}$$
(11)

Коефіцієнт передачі $K_{\hat{e}\hat{e}}$ функцій (10) і (11) вибираємо рівним $K_{\hat{e}\hat{e}} = \frac{\Delta \Psi_{\hat{a}\hat{n}}}{\Delta \Psi_{*\hat{n}\hat{o}}}$,

а сталі часу T_{11} , T_{12} і T_{21} – так, щоб компенсувати підйом логарифмічної амплітудної характеристики розімкнутої системи і забезпечити незмінність частоти зрізу $\omega_{c\delta}$.

Якщо виконуються нерівності $(T_x \omega_{c\delta})^2 >> 1$, де $T_x - T$, T_{11} , T_{12} , T_{21} , то сталі часу можна вибрати з умови $N = \frac{T \cdot T_{21}}{T_{11}T_{12}}$, де $N = \frac{\Delta \Psi_{max}}{\Delta \Psi_{aii}}$. Сталі часу слід вибирати таким чином, щоб виконувалися умови:

$$\omega_{\varsigma\delta} \approx \frac{T_{21}}{T_{11}T_{12}} \text{ i } \frac{1}{T_{21}} < \frac{1}{T_{11}} \le \frac{1}{T_{12}} < \omega_{\varsigma\delta}$$

Вважаючи $\omega_{c\delta} = \frac{T_{21}}{T_{11}T_{12}}$, і виключивши з (9) $\Delta \Psi_{\text{max}}$, після нескладних перетворень отримуємо вираз для визначення частоти зрізу регулятора автостернового $\omega_{c\delta} = q \sqrt{\frac{km_c}{\Delta \Psi_{diir}T}}$. Оскільки оцінки (8) і (9) дають дещо

занижений результат, то реальне відхилення буде менше розрахункового, і треба ввести поправочний коефіцієнт. Остаточний вираз для частоти зрізу має вид

$$\omega_{c\delta} = \rho q \sqrt{\frac{km_c}{\Delta \Psi_{a\hat{n}\hat{r}}} T} = \lambda \sqrt{\frac{km_c}{\Delta \Psi_{a\hat{n}\hat{r}}} T}, \qquad (12)$$

і тому вираз для вибору сталих ланок має вид

$$\frac{T_{21}}{T_{11}T_{12}} = \frac{\omega_{\varsigma\delta}T}{\rho^2} = N$$
(13)

Вираз для коефіцієнта підсилення розімкнутої скоригованої системи можна записати в формі:

$$K_{e1} = K_e N = \omega_0^2 \frac{\omega_{c\delta} T}{\rho^2} = \frac{\omega_{c\delta}^3 T}{\lambda^2}$$
(14)

Остаточний вид регулятора автостернового (без урахування приводу стерна) визначається формулою:

$$W_*(s) = \frac{K_{e1}(T_{11}s+1)(T_{12}s+1)(T_2s+1)}{s \cdot k \cdot (T_{21}s+1)(T_3s+1)^2}$$
(15)

Запропоновані формули дозволяють розрахувати всі параметри системи керування, окрім сталих часу T_{11} , T_{12} і T_{21} . Оскільки на три сталі часу накладено лише одну умову зв'язку (13), то, задавшись двома сталими часу, можна визначити третю. Для практичних розрахунків можна прийняти

$$T_{11} = T_{12} = \gamma T_2 \tag{16}$$

де γ – коефіцієнт пропорційності.

Як приклад розглянемо розрахунок автостернового для невеликого судна. Для системи керування судном по курсу приймемо значення допустимої динамічної похибки $\Delta \Psi_{\ddot{a}\ddot{n}} = 1,5^{\circ}$. Параметри судна: коефіцієнт передачі k = 0,08, стала часу T = 12 с. Оскільки коефіцієнт передачі приводу стерна $k_n = 1$, стала часу $T_n = 1$ с << T (мінімум в 10 раз), то впливом інерційності приводу стерна на систему можна знехтувати і розглядати привод як безінерційний. Приведений збурюючий момент $m_d = 5 \times 10^{-5}$.

Для визначення оптимального значення коефіцієнта γ було проведено моделювання системи керування, показаної на рис. 1, в середовищі MATLab, та розраховані її основні характеристики. Результати досліджень зведено в табл. 2. Як видно з табл. 2, при збільшенні коефіцієнта γ росте інерційність системи керування, та збільшуються запаси стійкості; при зменшенні – зменшується інерційність, зате росте перерегулювання (а, отже, і динамічна похибка) і зменшуються запаси стійкості системи. Тому правильний вибір цього коефіцієнта є важливим для забезпечення задовільної якості керування судном.

Коефі цієнт <i>ү</i>	Час перехід ного процесу, с	Перерег улюван ня, %	Запас за ампліту дою, дБ	Запас за фазою, °
15	3000	8	17,4	112
10	3000	11	17,4	109
5	1500	15	17,2	102
2	1000	20	16,7	86,1
1	600	24	16,0	69,1
0,5	250	30	14,4	49,5
0,1	150	53	11,0	29,3

Таблиця 2. Характеристики системи «атотерновий судно»

В [8] автори радили в більшості випадків приймати $\gamma = 10$. Однак, при такому значенні γ тривалість перехідного процесу в системі «судноавтостерновий» може досягати неприйнятно великих значень. Для автостернового при значенні $\gamma = 10$ час перехідного процесу в системі «автостерновий-судно» складає 3000 с, запас стійкості за амплітудою 17,4 дБ, за фазою – 109°. При зменшенні коефіцієнта γ до значення 0,5, час перехідного процесу в системі складає 250 с, а запаси стійкості за амплітудою та фазою є достатніми та складають 14,4 дБ та 49,5° відповідно. Тому, з метою зменшення інерційності системи керування при збереженні низької динамічної похибки, запропоновано створювати систему як комбінацію з двох пристроїв – з низькою (W_* _0.5, $\gamma = 0,5$) та високою (W_* _10, $\gamma = 10$) інерційністю (Рис. 2).



Рис. 2. Система керування з перемиканням автостернових

Як показано на рис. 2, автостерновий з великим часом перехідного процесу ($\gamma = 10$) приєднано паралельно до автостернового з малою інерційністю ($\gamma = 0,5$). За замовчанням керування судном виконує інерційний автостерновий, оскільки він більш ефективно придушує хитавицю. Перемикання ж сигналу, яке йде на привод стерна і судна, на малоінерційний автостерновий, відбувається з моменту, коли після зміни заданого курсу після першого піка перехідного процесу курс піде на спад, і триває до моменту завершення перехідного процесу в системі з малоінерційним автостерновим (250 с).

Реакція такої системи на одиничний стрибок показана на рис. 3, а на статичний збурюючий момент $m_d = 5 \times 10^{-5}$ - на Рис. 4.; час перехідного процесу – не більше 200-250 с.



Рис. 3. Перехідний процес у розробленій системі «автостерновий-судно»



Рис. 4. Реакція системи на статичний збурюючий момент

Реакція системи на хитавицю з амплітудою приведеного збурюючого моменту $m_d = 5 \times 10^{-5}$ і періодом 200 с показана на рис. 5. Заданий курс – 10°, поворот починається з курсу 0°.



Рис. 5. Реакція системи на хитавицю.

Як видно з рис. 5, система керування ефективно відпрацьовує хитавицю, і коливання відносно заданого курсу судна є незначними (долі градуса). Хитавицю з меншим періодом система керування придушує, оскільки її частота більше частоти зрізу системи (причому придушення відбувається в

автостерновому, ще до судна). Це значно покращує умови роботи приводу стерна, дозволяє економити пальне та ресурс механізмів.

Фізично запропоновану схему достатньо легко реалізувати, не витрачаючи кошти на створення двох аналогових автостернових та схеми перемикання, застосувавши цифрову систему, яка розраховуватиме параметри керуючих ланок і перемикання закону керування проводитиме шляхом виклику тих чим інших обчислювальних процедур.

Висновки. Запропонована методика дозволяє швидко виконати синтез автостернового на основі ідентифікованих параметрів моделі судна в автоматичному режимі. На відміну від запропонованої раніше у [8] методики, вдалося отримати систему з тими ж параметрами статичної та динамічної похибок, але з на порядок меншою інерційністю, придатною для встановлення навіть на малі гідрографічні катери. Подальші дослідження авторів будуть спрямовані на створення адаптивного автостернового на основі даної методики та вдосконалення методики ідентифікації моделі судна, зокрема за рахунок ідентифікації моделі Номото другого порядку.

Список використаної літератури.

- 1. Вагущенко Л.Л., Цымбал Н.Н. Системы автоматического управления движением судна. 2-е изд., перераб. и доп. Одесса: Латстсар, 2002 310 с.
- Åström, Karl J., Hägglund, Tore. Automatic Tuning of PID Controllers / The Control Handbook, ed. William S. Levine – IEEE/CRC Press, 1995 – Chapter 52.
- 3. *Юдин Ю.И., Гололобов А.Н., Степахно А.Г.* Метод расчёта параметров математической модели судна // Вестник МГТУ, том 12, №1, 2009 с. 5-9.
- 4. Пелевин А.Е. Идентификация параметров модели морского подвижного объекта при периодическом движении с активным управлением. // Гироскопия и навигация, № 4 (63), 2008. с. 29-44.
- 5. Олійник П.Б., Тєут В.М. Побудова математичної моделі системи керування судном на основі ідентифікації параметрів судна з метою визначення законів керування // Системи управління, навігації та зв'язку, 2010, вип. 1(13) с. 28-36.
- 6. Бесекерский В.А. и др. Проектирование следящих систем малой мощности. Л.: Судпрогиз, 1958 508 с.
- 7. Вибрации в технике: Справочник /Под ред. В.Н. Челомея. М.: Машиностроение, 1981. т. 6, 456 с.

Аналіз напрямків та проблем застосування навігаційних технологій

у сухопутних військах

Корольов В., Яковенко В., Корольова О.

Академія сухопутних військ імені гетьмана П. Сагайдачного, м. Львів

Вступ.

На сьогоднішній день проблема підвищення якості навігаційного забезпечення у військовій справі стає все більш актуальним. Від точності, повноти та безперервності навігаційної інформації, що циркулює в системі управління військами, в значній мірі залежить ефективність застосування озброєння та військової техніки під час бойових дій.

Термін "навігація" походить від латинського слова "navigatio". Спочатку під цим словом розуміли водіння кораблів. З появою літальних апаратів поняття навігації поширилося на повітроплавання. У наш час все більше заявляє про себе і навігація наземних рухомих об'єктів (НРО).

Під наземною навігацією розуміють галузь прикладної науковотехнічної діяльності, змістом якої є визначення та подальше використання навігаційної інформації для організації ефективного переміщення наземних рухомих об'єктів в єдиному координатно-часовому просторі. Навігаційна інформація – це відомості про координати об'єкта, значення його швидкості, прискорення, кутів курсу, крену та тангажа в єдиному вимірі часу. Значення координат, швидкості, кутів курсу, крену, тангажу отримали назву навігаційних параметрів або навігаційної інформації (HI). Наявність високоточної навігаційної інформації на борту наземних рухомих об'єктів (НРО) дозволить забезпечити маршову навігацію, топоприв'язку об'єктів, а можливість здійснити вирішення також дає автоматизованому ПО управлінню машинами підрозділу, що раніше було неможливим. Тому систематизація підходів щодо обґрунтування вимог до систем навігації та їх застосування є актуальним.

Постановка завдання. Однією з важливих задач навігації НРО є визначення координат машини та дирекційного кута в будь-який час відносно заданої системи відліку при завчасно невідомому напрямі руху.

Будемо розглядати положення об'єкта як точку M в R чотиривимірному координатному просторі $M(x(t), y(t), z(t), t) \in R, 3$ метрикою, що введена. В

22

цьому випадку задачу оптимізації траєкторії можна звести до пошуку функціонала $\Phi_1(x(t), y(t), z(t), t)$, який би мінімізував Δ функціонал виду:

$$\Delta = \min \left\| \Phi_1(x(t), y(t), z(t), t) - \Phi_2(x^*(t), y^*(t), z^*(t), t) \right\|,$$
(1)

де: Φ_1 – реалізована траєкторія; Φ_2 – задана траєкторія; t – час.

Тут задача розглядається в кібернетичному сенсі. Неявно передбачається, що за показниками системи навігації (СН) здійснюються корегуючи впливи на об'єкт з метою мінімізації функціонала Δ . Так чи інакше задача визначення місцеположення об'єкта з необхідною точністю є однією з важливіших.

Визначення місцеположення наземного рухомого об'єкта з точністю, що диктуються сучасними вимогами ведення штатних дій, завжди було проблемою.

Основна частина. Встановлення місцеположення наземного об'єкта можливе методами прив'язки до місцевих предметів (орієнтирів). Але звичайні способи орієнтування на місцевості у складних умовах (ніч, туман, лісова та пустельна місцевість, малорозвинена мережа доріг, інші) шляхом порівняння місцевих предметів та орієнтирів з їх зображеннями на карті викликають труднощі і не завжди забезпечують точне орієнтування, своєчасне виконання бойових задач. Крім того, таке орієнтування потребує багато часу [4, 7]. Навігаційна техніка дозволяє в режимі реального часу визначати місцеположення НРО та напрям його руху.

З розвитком науки і техніки змінювався склад приладів, що дозволяли робити визначення НІ і, відповідно, поліпшувалася її якість. Це дозволило розширити клас задач, які розв'язуються з використанням НІ.

Наявність безперервної і високоточної навігаційної інформації на борту наземних рухомих об'єктів (НРО) дозволить здійснити вирішення традиційних (маршова навігація, топоприв'язка об'єктів, організація бойового використання) з більшою точністю, а, отже, і з більшою ефективністю.

На сучасному етапі представляється немислимим розробка НРО без системи навігації (СН), здатної забезпечувати отримання безперервної і високоточної НІ. Цим визначається те, що в сучасних умовах наші і зарубіжні воєнні фахівці розглядають НІ як один з основних видів бойового забезпечення військ.

Забезпечення бойових НРО України навігаційною інформацією відповідної якості є проблемою, яка обумовлена багатьма компонентами як технічного, так і організаційного плану

Через об'єктивні причини в Україні відсутній вітчизняний аналог СН. У рамках колишнього СРСР СН для НРО розроблялися в науково-дослідному інституті "Сигнал" (м. Ковров, Росія). В Україні розроблялися окремі гіроскопічні датчики і системи на їх основі: гірокомпаси (ГК), лазерні і механічні, хранителі напряму і вертикалі (ХНВ), лазерні далекоміри (ЛД) й ін. (Центральне Конструкторське Бюро "Арсенал", Київський Державний завод автоматики ім. Петровського). Міжгалузевий науково-дослідний інститут проблем механіки "Ритм" при НТУУ "Київський політехнічний інститут" розробляв безплатформні інерціальні навігаційні системи (БІНС). У рамках окремих дослідно-конструкторських робіт (ДКР) проводилися розробки СН та її складові для НРО (із залученням НДІ "Сигнал", м. Ковров) у Харківському конструкторському бюро ім. О.О. Морозова і у Львівському науково-дослідному радіотехнічному інституті.

Після розпаду СРСР виникла розімкненість окремих ланок у розробці СН, яка досі не ліквідована. Це стосується і гіроскопічних датчиків, і систем на їх основі, і акселерометрів, і комплектуючих радіоелектронної апаратури тощо.

Датчики – джерела первинної інформації, які використовуються в СН – самі, у свою чергу, є складними системами (ГК, ХНВ, ЛД тощо) [9, 10, 11, 12]. Деякі з них не випускалися і не розроблялися на підприємствах України, а розроблені раніше потребують модернізації. В даний час належить вирішувати завдання ліквідації відставання, відтворення відсутніх ланок. Великий теоретичний і виробничий потенціал вітчизняної науки і техніки створює передумови рішення цього завдання [11–15]. Крім того, на тих ділянках, де ми знаходимося на світовому рівні (гіроскопи, що динамічно настроюються (ДНГ), ГК, допплерівські датчики швидкості (ДДШ) тощо), необхідно утримати досягнуті позиції [10].

Розглянемо деякі автономні СН: інерційні навігаційні системи (IHC) і одометричні навігаційні системи (OHC) [14].

IHC на гіростабілізованих платформах здатні забезпечувати точні вимірювання навігаційних параметрів в будь-яких умовах, не випромінюючи при цьому ніяких сигналів. Крім того, вони повністю захищені від завад.

Однак вказані СН мають ряд недоліків. Це, передусім, досить висока вартість, складність настройки перед початком руху НРО, необхідність частих зупинок на вихідних (опорних) пунктах з відомими координатами для проведення корекції до необхідної точності, що, значною мірою, залежить від плавності ходу НРО (агрегату) і від щільності опорних пунктів. Не зважаючи на це, ІНС на гіростабілізованих платформах широко застосовуються на різних НРО.

У ОНС швидкість руху на кожній прямолінійній ділянці шляху вимірюється за числом обертів коліс (трансмісії) НРО. Курсовий кут на такій ділянці визначається за допомогою гіроскопічного приладу. Як правило, ОНС складаються з гірокомпаса (гірокурсовказівника), обчислювального блока та одометричних датчиків. До числа таких систем відносяться німецька ОНС FNA-615, англійська LNS-202, російські THA-4, 15Ш55 тощо.

Ці СН мають ряд переваг і, як правило, встановлюються на командирських танках та інших бойових машинах. Зазначимо кілька з цих переваг. ОНС є автономними, досить простими в експлуатації, відносно дешевими. Вони мають великі миттєві точності і забезпечують видачу безперервної НІ.

Однак їм властивий один, але суттєвий, недолік – накопичення систематичної складової похибки визначення місцеположення, що зумовлене власним дрейфом гіроскопічного датчика [2].

Сучасні ОНС мають граничну відносну похибку визначення координат порядку 1,3% від пройденого шляху за 7 годин роботи (ТНА-3) або за 5 годин руху (ТНА-4) [4, 7]. Такі ОНС забезпечують вихід підрозділу в район призначення за існуючими нормативами. Допустима похибка визначення місцяположення накопичується ОНС за час τ_k (у хвилинах), що визначається зі співвідношення [13]:

$$\tau_k = 1.7 \frac{\alpha_{\scriptscriptstyle H}}{\Delta_k \, \nu_m},\tag{2}$$

де α_{μ} – допустима похибка визначення місцяположення, зумовлена тактичними вимогами щодо виходу в район призначення (РП), м; ν_m – швидкість НРО, м/с; Δ_k – похибка ОНС, %.

Будемо називати τ_k часом корегування. На рис. 1 представлений графік залежності часу корегування руху НРО з $\alpha_n = 50 \ m$ і для ОНС з $\Delta_k = 1,2 \ m$ від його швидкості. Шлях, пройдений НРО, на якому похибки визначення місцяположення не перевершують значення α_n , знаходиться за формулою:

$$S = 100 \frac{\alpha_{\scriptscriptstyle H}}{\Delta_k}.$$
 (3)

Передбачається, що НРО рухається рівномірно.



Рис. 1. Графік залежності часу корегування від швидкості руху НРО

Для компенсації похибок визначення місцяположення, що накопичуються, здійснюється прийом контрольного орієнтування. Його проводять на опорних пунктах, координати яких відомі. Цей спосіб дозволяє визначити координати будь-якого об'єкта і дирекційний кут напрямку руху (прицілювання) з досить високою точністю (25-30м і 4 п.к. відповідно), але він має ряд недоліків.

Опорних пунктів може не бути в зоні прямої видимості. Вночі їх не видно, вони можуть бути приховані пилом, туманом, димом, снігом. Під'їзд до них може бути неможливим.

Унаслідок того, що час роботи ОНС з гарантованою точністю (тут не маються на увазі точності на марші) невеликий, екіпаж НРО вимушений майже постійно відволікатися на пошук орієнтирів.

Контрольне орієнтування вимагає певних витрат часу на його проведення і пов'язане із зупинкою НРО поблизу опорного пункту та виходом екіпажу з об'єкта. Для корекції параметрів ОНС у процесі висування в район призначення це можна вважати прийнятним, оскільки вимоги до точності визначення координат тут 1000–1500 м і контрольне орієнтування проводиться досить рідко (через 1.5–2г). Однак для рішення завдань управління підрозділом у штатній ситуації похибки визначення місцеположення НРО не повинні перевищувати 40–50м. У цьому випадку

26

ОНС вказану точність забезпечують у межах десяти хвилин, тобто час роботи ОНС стає близьким до часу, що витрачається на контрольне орієнтування.

Вищевказане переконує в тому, що ОНС не можуть використовуватися як основні СН.

Бурхливий розвиток радіоелектронного приладобудування обумовив появу і розвиток радіонавігаційних систем спочатку наземного, а потім і супутникового базування. Супутникові радіонавігаційні системи (СРНС) дозволяють вирішувати цілий ряд різноманітних задач з великою точністю і надійністю [3]. У СРНС застосовуються космічні радіомаяки – навігаційні штучні супутники Землі (ШСЗ). Навігаційні радіосигнали містять ефемеридну інформацію про параметри руху навігаційних ШСЗ.

У СРНС першого покоління – система "Транзит" (США) і система ЦИКАДА (СРСР), розроблених і введених в експлуатацію в 60-ті роки, до орбітального угруповання входило 5–6 низькоорбітальних навігаційних ШСЗ на кругових орбітах (біля 1000 км над поверхнею Землі).

СРНС першого покоління мали ряд істотних недоліків:

а) не визначали висоти НРО;

б) давали низьку точність визначення планових координат НРО (2σ біля 70–100м) через похибки обліку власного руху НРО;

в) відзначались надто тривалими перервами між обсерваціями.

Потреба в оперативній високоточній навігації сухопутних, морських, повітряних об'єктів обумовила створення в 80–90-ті роки середньоорбітальних СРНС GPS "Navstar" в США і ГЛОНАСС в Росії, GALILEO – Євросоюз.

Основне призначення СРНС другого покоління – глобальна, оперативна навігація сухопутних, морських, повітряних об'єктів, забезпечення можливості в будь-якій точці земної поверхні, в будь-який час року і доби, при будь-якій погоді визначити (уточнити) параметри рухомого об'єкта – три координати і три складові вектора швидкості.

Принципи побудови СРНС "Navstar" і ГЛОНАСС у загальних рисах ідентичні, але відрізняються технічним виконанням підсистем. Апаратура користувачів (АК) випускається в номенклатурі сотень найменувань десятками фірм різних країн.

В автономному режимі (коли АК приймає тільки сигнали від супутників робочого сузір'я) можна виділити дві рівні точності:

а) відкритий канал (S/A-код) для цивільних користувачів (з навмисним пониженням точності HI) – 100 м (2σ, GPS);

б) закритий канал (Р-код) для військових користувачів – 16 м (2σ). Зазначимо, що в системі ГЛОНАСС точність відкритого каналу в 2.5 раза вище, ніж у GPS.

Вказаний ряд точності відноситься лише до АК навігаційного призначення. АК геодезичного призначення здатна визначати прямокутні координати точки на земній поверхні з похибками в межах від кількох метрів до кількох міліметрів.

По мірі розробки, випробувань та експлуатації СРНС, а також накопичення реальних даних про можливості використання її для цивільних споживачів, виявилися серйозні обмеження [1]. Відзначимо основні з них:

 недостатня достовірність (унаслідок нездатності системи швидко виявляти своє неправильне функціонування й оперативно сповіщати про це споживачів) і надійність системи;

2) висока вартість АК навіть у разі використання S/А-коду;

3) неможливість використання цивільними користувачами високоточного Р-коду при рішенні задач, унаслідок ряду заходів щодо виключення несанкціонованого доступу до цього сигналу і додаткове збільшення вартості АК у разі отримання дозволу на доступ до цього каналу;

4) загроза закриття країнами-власниками можливості користування СРНС при загостренні політичної обстановки споживачами АК СРНС інших країн;

5) НІ, що поступає з АК СРНС, за своєю природою дискретна. При цьому СРНС володіє нестабільною миттєвою точністю – два визначення навігаційних параметрів, віддалених один від одного на інтервал часу між сусідніми обсерваціями, можуть значно відрізнятися.

Таким чином, СРНС також не можуть бути використані як основні СН для НРО [13, 15].

З метою забезпечення отримання безперервної і достовірної НІ високої точності в будь-який час доби і року, при будь-якій погоді наші і зарубіжні фахівці працюють над створенням комплексованих навігаційних систем (КНС). У КНС часто входять ІНС, ОНС і АК СРНС (GPS або ГЛОНАСС). Деякі фірми випускають АК, що працює одночасно і з GPS, і з ГЛОНАСС. Їх спільне використання дає можливість проводити навігаційні визначення за подвоєним числом ШСЗ, що дозволяє вибирати найбільш вигідні їх сузір'я і реалізувати найвищу точність, а також підвищувати надійність і достовірність НІ.

Наявність у складі СН обчислювача дозволяє здійснювати вторинну обробку НІ, що надходить з автономних СН і з АК СРНС. Алгоритми

вторинної обробки з використанням різного роду фільтрів, наприклад, фільтра Калмана, дозволяють отримати оптимальні оцінки навігаційних параметрів. Отримана таким чином НІ є безперервною та її точність залишається допустимою протягом усього часу роботи СН.

Спільна обробка інформації від ОНС і СРНС дозволяє використовувати переваги кожної СН (безперервність НІ з ОНС і відсутність накопичення помилок у СРНС протягом відрізку часу), компенсувати їх недоліки (накопичення систематичних похибок в ОНС протягом часу, дискретність НІ і перерви в роботі СРНС) і, таким чином, забезпечувати безперервне і високоточне визначення навігаційних параметрів [15].

навігаційних Важливим напрямком застосування технологій € використання фотограмметричного комплексу спостереження в бойових машинах. Він дозволяє за стереопарами в режимі реального часу визначати місцеположення будь-якого об'єкта, що потрапив y поле стереоспостереження. Застосування навігаційної інформації дає змогу в якості стереопари застосовувати два знімки, що зроблені з рознесених точок траєкторії руху, причому прив'язка здійснюється з застосуванням НІ, що надходить КНС. У 3 роботі [16] показано, що для визначення місцеположення об'єкта з точністю 25-30м, що задовольняє вимогам основних споживачів, КНС повинна мати точність порядка 20 м.

Штатні процеси протікають у просторі і часі. НІ такої якості за наявності каналу радіообміну створює передумови вирішення завдань взаємодії як між окремими НРО, так і із забезпеченню їх сумісних дій у складі бойових підрозділів, що раніше було неможливим [5, 6].

Специфіка застосування артилерійських систем потребує:

- визначення свого місця знаходження з точністю, величина значення якої забезпечила б в масштабі часу, наближеному до реального, недопущення виявлення свого розташування, збільшення часу на підготовку даних для стрільби, а також зменшення можливості цілі залишення займаного району як до початку так і в ході штатних дій;

- визначення об'єктів (цілей) противника в районах, що є за межами досяжності існуючих засобів розвідки, але в межах досяжності стрільби артилерії з нанесенням їм так званого «скальпельного ураження», що є досить актуальним в сучасних війнах та збройних конфліктах.

Існуючі ж методи визначення свого місця розташування ґрунтуються на основі отримання топогеодезических даних (координат і висот позицій, пунктів і постів розвідки, а також кутів дирекцій орієнтирних напрямків). Точність і час обробки даних задовольняє умови, що висувалися у війнах минулого століття і вже вкрай застарілі.

Застосування сучасних навігаційних технологій визначення свого місця розташування забезпечить вимоги, що висуваються, як по точності так і оперативності.

Сучасні танки – це бойові машини, яким притаманні рухливість, вогнева могутність, захищеність від зовнішніх вражаючих факторів, що забезпечують їм можливість вирішувати завдання зі знищення противника в усіх видах бойової діяльності. Основним способом боротьби з танками є дальній бій, коли вогонь на ураження відкривається з дальності понад 3 км. З появою таких засобів ураження одиночний танк стає дуже вразливою ціллю для противника.

Не зважаючи на високий рівень автоматизації бойових і робочих процесів у сучасному танку, на наявність високоточних систем і пристроїв, що допомагають навіднику підготувати початкові установки для стрільби, ймовірність ураження нерухомих, малорозмірних цілей недостатня [1], що призводить до збільшення часу на їх ураження.

Резерв підвищення бойової ефективності танків за рахунок збільшення вогневої могутності, захисту, рухливості достатньо глибоко вичерпаний. І навіть незначне її підвищення потребує великих часових і матеріальних витрат. Військові фахівці розглядають маневр вогнем та рухом – зосередження вогню декількох машин по одній цілі – як дієвий шлях нейтралізації танконебезпечних цілей.

Із досвіду сучасних локальних конфліктів, виходить, що танкові підрозділи змушені вирішувати завдання із широким застосуванням маневру як по фронту, так і вглибину, це підвищує значення систем управління. Пресування, бої, спеціальні операції відбуваються вночі або в умовах обмеженої видимості, як правило, на незнайомій території. У зв'язку з цим різко зростає роль і значення управління підрозділами з метою забезпечення своєчасного і точного вирішення бойових завдань. Під час їх виконання у складі підрозділів командири повинні володіти інформацією про розташування своїх сил і сил противника у будь-який момент часу навіть до окремої машини.

Це обумовлює необхідність втілення нових технічних підходів, що дозволять використовувати системи управління вогнем окремих бойових машин в єдиній автоматизованій системі управління підрозділом на базі навігаційної інформації.

Світова практика переконує, що сучасні СН – це програмно-апаратні вироби. Підвищення вимог з точності до НІ, ускладнення алгоритмів приводить до посилювання вимог до його електронної компоненти – швидкодії, розрядності, точності обчислювань, пам'яті ОЗП, ПЗП, РПЗП, габаритів, енергоспоживання тощо при забезпеченні працездатності при жорстких умовах експлуатації.

Бурхливий розвиток науки і техніки приводить до того, що на сучасному етапі воєнні НРО буквально начиняються електронікою. Для забезпечення взаємозамінюваності і взаємоспряження, для економії державних ресурсів необхідно в масштабах країни ухвалити рішення про структуру обчислювальних засобів із орієнтацією на світові тенденції, про уніфіковані підходи у виборі інтерфейсів для елементів електронних компонент взагалі і для CH зокрема.

Розробники СН чекають рішення проблеми визначення концептуальних підходів до використання їх у НРО в бойових умовах. Це дозволить сформулювати вимоги до систем навігації і вирішити завдання з розробки уніфікованого їх ряду для різних типів НРО.

Для експериментальної перевірки науково-технічних рішень, які прийняті при конструюванні навігаційної апаратури, необхідна розробка відповідної випробувальної бази. До них відносяться як програмні комплекси для математичного моделювання фізичних процесів, що відбуваються у складових і системі навігації в цілому, так і напівнатурні і натурні стенди. Вони дозволили б при порівняно невеликих витратах забезпечити глибоке пророблення виробу. Представляється цілком необхідним створення рухомих лабораторій і полігону, які забезпечили б випробування СН у штатних умовах експлуатації.

Для забезпечення розробки і контролю над виробництвом систем навігації та їх складових, здачі відділу технічного контролю і замовникові, необхідна розробка цілого ряду технологічних і налагоджувальних засобів.

Із сказаного вище виходить, що СН – складний програмно-апаратний виріб, в якому сконцентровані останні досягнення в прецизійному приладобудуванні, електроніці, програмуванні. Для забезпечення його нормальної експлуатації мають бути вжиті заходи зі зручності вивчення, обслуговування і бойового застосування. Для досягнення цієї мети доцільна розробка наочних матеріалів плакатного типу, тренажерів, інструкцій, повчань тощо. У навчальних планах профільних навчальних закладів необхідно передбачити наявність відповідною навчальної дисципліни "Основи та засобі навігації наземних рухомих об'єктів" з наданням їй статусу загальновійськової. Фахівці з експлуатації СН повинні задовольняти наступним вимогам:

знати принципи і методи прийняття рішень на рівні тактичної ланки; знати навігаційні задачі, принципи і методи їх рішення;

знати організацію, порядок використання баз даних, геоінформаційних систем для вирішення штатних завдань;

уміти використовувати СН, які стоять на озброєнні, у штатних умовах.

Вирішення поставлених проблем дозволить організувати розробку і виробництво СН, а також оснащення і дооснащення парку існуючих бойових машин сучасними системами навігації, що значно підвищить бойову ефективність їх штатного застосування зокрема та Сухопутних військ в цілому.

Висновки

1. Одним з важливих завдань навігації НРО є визначення координат машини та дирекційного кута в будь-який час відносно заданої системи відліку при завчасно невідомому напрямі руху.

2. На сучасному етапі представляється немислимим розробка НРО без системи навігації (СН), здатної забезпечувати отримання безперервної й високоточної НІ.

3. У сучасних умовах наші і зарубіжні воєнні фахівці розглядають НІ як один з основних видів бойового забезпечення військ.

4. ОНС не можуть використовуватися як основні СН.

5. СРНС також не можуть бути використані як основні СН для НРО.

6. Спільна обробка інформації від ОНС і СРНС дозволяє використовувати переваги кожної СН (безперервність НІ з ОНС і відсутність накопичення помилок у СРНС протягом відрізку часу), компенсувати їх недоліки (накопичення систематичних похибок в ОНС протягом часу, дискретність НІ і перерви в роботі СРНС) і, таким чином, забезпечувати безперервне і високоточне визначення навігаційних параметрів.

7. Для визначення місцеположення об'єкта за допомогою фотограмметричного комплексу з точністю 25–30м, що задовольняє вимогам основних споживачів, КНС повинна мати точність порідка 20м.

8. HI – основа для організації автоматизованої системи управління НРО різного призначення (танкових, ракетних, артилерійських комплексів та ін.)

9. Розробники СН чекають свого рішення проблеми визначення концептуальних підходів до використання їх у НРО в бойових умовах. Це дозволить сформулювати вимоги до систем навігації і вирішити завдання з розробки уніфікованого їх ряду для різних типів НРО.

10. У навчальних планах профільних навчальних закладів необхідно передбачити наявність відповідної навчальної дисципліни "Основи та засобі навігації наземних рухомих об'єктів" з наданням їй статусу загальновійськової.

Література

1. *Алтухов П.К.* и др. Основы теории управления войсками. – М.: Воениздат, 1984. – 221 с.

2. *Андреев В.Д.* Теория инерциальной навигации. Автономные системы. – М.: Наука, 1967. – 392 с.

3. *Голубев С.* и др. Обзор глобальной системы местоопределения NAVSTAR и дифференциального метода навигационных измерений // СТО. – 1996. – № 1.

4. *Жильцов Е.И., Панченко Э.М.* Танковая навигационная система "Квадрат" (ТНА-3). – М.: ВА БТВ, 1983. – 28 с.

5. Корольов В.М. та інш. ГІС-технології в інформаційно-керуючих системах підрозділів сухопутних військ // Вісник геодезії та картографії. – 2004. – №3. – С. 67–71.

6. Корольов В.М. Волчко П.І., Іванов В.І., Обуханія Р.В. Система визначення орієнтирних напрямків на базі навігаційної інформації // Зб. наук.метод. пр. – ВІ при НУ "Львівська політехніка". – 1998. – Вып. IV. – С. 14-20.

7. *Кузнецов М.И.* и др. Наземная навигационная аппаратура. – М.: ВА БТВ, 1978. – 120 с.

8. *Кузнецов М.И., Преснов В.К, Сурат Л.К.* Танковые навигационные системы. – М.: Воениздат, 1978. – 120 с.

9. Павловский М.А. Теория гироскопов. К.: Выща школа, 1966. – 304 с.

10. Павловский М.А., Збруцкий А.В. Динамика роторных вибрационных гироскопов. К.: Выща школа, 1984. – 192 с.

11. *Збруцкий А.В.* К вопросу о динамической устойчивости гироскопических систем // Докл. АН СССР. – 1981. – № 3. – С. 43–47.

12. Збруцький О.В., Гогун Ю.В. Навігація наземного об'єкта за допомогою інтегрованої навігаційної системи // Космічна наука і технологія. – 2001 – Т. 7, № 4. – С. 1–5.

13. Корольов В.М. та інш. Вимоги до характеристик навігаційної інформації і систем навігації наземних рухомих об'єктів в сучасному

штатному процесі // Зб. наук. пр. "Сучасні досягнення геодезичної науки та виробництва". – Львів: Ліга Прес. – 2000. – С. 280-283.

14. Корольов В.М. та інш. Аналітичний огляд існуючих та перспективних систем навігації наземних рухомих об'єктів // Інженерна геодезія. – 2002. – Вип. № 46. – С. 79-96.

15. Корольов В.М. та інш. Технічні вимоги до навігаційної інформації та сучасних систем навігації наземних рухомих об'єктів // Зб. наук. пр. "Сучасні досягнення геодезичної науки та виробництва". – Львів: Ліга Прес. – 2003. – С. 218-221.

УДК 629.735.3

БЕЗГІРОСКОПНИЙ АЛГОРИТМ МАХОВИЧНОГО КЕРУВАННЯ МІКРОСУПУТНИКОМ

Мелащенко О.М., Рижков Л. М.

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут

Вступ

Керування кутовою орієнтацією штучних супутників Землі за допомогою двигунів-маховиків є підходом, який добре себе зарекомендував в задачах прецизійної стабілізації їх орієнтації. Однак безпосереднє поширення підходу маховичного керування на задачі керування орієнтацією мікросупутників (МС) є неоднозначним і потребує врахування особливостей цих апаратів. Запропонований в [1] алгоритм маховичного керування забезпечує швидкі прецизійні повороти супутника, але умовою його успішного функціонування є доступність точної оцінки вектора абсолютної кутової швидкості апарата, яка необхідна для компенсації гіроскопічних моментів від обертального руху супутника з маховиками. На сьогоднішній день найпоширенішими датчиками, які найчастіше використовуються в системах керування є лазерні і волоконно-оптичні гіроскопи. Застосування цих приладів для побудови системи керування MC є досить проблематичним внаслідок їхніх значних масово-габаритних та енергетичних показників.

Задача безгіроскопного керування орієнтацією супутника розглядалася в [2-4]. Однак без розгляду лишилося питання аналізу точності системи стабілізації орієнтації МС, в якій виконавчими органами є електромагніті котушки і двигуни-маховики (ДМ), а датчиками первинної інформації тільки позиційні датчики – тривісний магнітометр і датчик координат Сонця (ДКС).

Постановка задачі

Розглядається питання побудови і аналізу точності магнітномаховичної системи стабілізації кутової орієнтації МС в якій для формування моменту компенсації гіроскопічних зв'язків від двигунів-маховиків використовується оцінка кватерніону орієнтації. Оцінка кватерніону орієнтації МС знаходиться згідно алгоритму узагальненого фільтра Калмана вхідною інформацією якого є інформація з тривісного магнітометра і ДКС, причому вважається, що МС більшу частину часу руху навколо Землі знаходиться в її тіні.

Модель кутового руху МС з ДМ і магнітними котушками

Модель кутового руху МС з встановленими на його облавку ДМ і електромагнітними котушками отримаємо, взявши за основу модель, наведену в [5]:

$$J\dot{\boldsymbol{\omega}}_{BI}^{B} + \boldsymbol{\omega}_{BI}^{B} \times \left(J\boldsymbol{\omega}_{BI}^{B}\right) = \boldsymbol{\tau}_{g}^{B} + \boldsymbol{\tau}_{RW}^{B} + \boldsymbol{\tau}_{m}^{B} + \boldsymbol{\tau}_{d}^{B},$$

$$\dot{\boldsymbol{q}} = \frac{1}{2}\boldsymbol{q} \circ \tilde{\boldsymbol{\omega}}_{BO}^{B},$$
 (1)

де $J = \text{diag}(I_x, I_y, I_z)$ – тензор інерції супутника; $q = \begin{pmatrix} q_0 \\ s \end{pmatrix}$ – кватерніон, яким описується кутовий рух МС відносно орбітальної системи координат; ω_{BI}^B – вектор абсолютної кутової швидкості МС, виражений в зв'язаній СК; $\omega_{BO}^B = \omega_{BI}^B - R_O^B \omega_{OI}^O$ – вектор кутової швидкості МС відносно орбітальної СК; $\tilde{\omega}_{BO}^B = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{BO}^B \end{pmatrix}$ – гіперкомплексне розширення вектора ω_{BO}^B ; $\tau_g^B = 3\omega_0^2 c_3 \times (Jc_3)$ – гравітаційний момент; ω_0 – значення кутової швидкості руху МС по орбіті; $\tau_{RW}^B = \dot{h} + \omega_{BI}^B \times h$ – вектор моменту, який прикладається до МС від ДМ, причому h – вектор кінетичного моменту ДМ; $\tau_m^B = \mu^B \times B^B$ – момент керування, який розвивається магнітними котушками (тут μ^B – магнітний момент котушок і B^B – вектор індукції магнітного поля Землі в зв'язаній СК), τ_d^B – момент

збурення, який включає момент від залишкової намагніченості супутника, момент від сонячного вітру, момент від залишкової атмосфери та інші моменти; • – знак кватерніонного множення.

Алгоритм безгіроскопного магнітно-маховичного керування МС

Особливістю функціонування системи керування орієнтацією МС є те, що в більшості випадків вона має забезпечити стабілізацію заданої кутової орієнтації МС в орбітальній системі координат. Це в свою чергу означає, що абсолютна кутова швидкість МС в усталеному кутовому положенні відома і визначається висотою орбіти (розглядатимемо без втрати загальності випадок колової орбіти). Таким чином, для формування проекцій на осі зв'язаної системи вектора абсолютної кутової швидкості МС достатньо спроектувати на ці осі вектор $\boldsymbol{\omega}_{OI}^{O} = (0, -\omega_0, 0)^{T}$.

Отже, з врахуванням вище наведених міркувань, алгоритм безгіроскопного маховичного керування MC запишеться у вигляді:

$$\dot{\boldsymbol{h}} = -\left(\hat{R}_{O}^{B}\boldsymbol{\omega}_{OI}^{O}\right) \times \boldsymbol{h} - K_{\omega}\hat{\boldsymbol{\omega}}_{BO}^{B} - K_{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}, \qquad (2)$$

де доданок $-(\hat{R}_{O}^{B}\omega_{OI}^{O}) \times h$ слугує для компенсації гіроскопічного моменту від ДМ; \hat{R}_{O}^{B} — оцінка матриці напрямних косинусів, яка відповідає оцінці кватерніону орієнтації \hat{q} , що отримана з узагальненого фільтра Калмана, описаного в [?]; діагональними матрицями K_{ω} і K_{ε} визначається складова загальної динаміки замкненої системи, яка відповідає керуванню ДМ і оптимальний вибір яких описано в [1].

З врахуванням результатів, раніше отриманих в [???], закон формування зворотного зв'язку в безгіроскопній магнітно-маховичній системі стабілізації орієнтації МС запишеться у вигляді:

$$\boldsymbol{\tau}_{cntr}^{B} = -\left(\hat{R}_{O}^{B}\boldsymbol{\omega}_{OI}^{O}\right) \times \boldsymbol{h} - K_{\omega}\hat{\boldsymbol{\omega}}_{BO}^{B} - K_{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{\varepsilon}} + \left(L_{\omega}\hat{\boldsymbol{\omega}}_{BO}^{B} \times \boldsymbol{B}^{B} + L_{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{\varepsilon}} \times \boldsymbol{B}^{B}\right) \times \boldsymbol{B}^{B}, \qquad (3)$$

де $L_{\omega}, L_{\varepsilon}$ – коефіцієнти енергетичного регулятора [6].

В запропонованому законі зворотного зв'язку (3) відсутній доданок компенсації гіроскопічного зв'язку від руху MC, оскільки він на декілька порядків менший ніж гіроскопічний момент від ДМ.

З метою виконання МС програмних розворотів згідно закону (3) оцінку кватерніону орієнтації \hat{q} в ньому потрібно формувати у вигляді:
де \hat{q}_{sc} – оцінка кватерніону поточної орієнтації МС, q_{ref} – кватерніон заданої орієнтації.

Числовий аналіз безгіроскопного алгоритму магнітно-маховичного керування

Виконаємо числовий аналіз системи керування орієнтацією МС з описаним вище безгіроскопним алгоритмом магнітно-маховичного керування в якому використовується оцінка вектора стану МС, отримана на основі узагальненого фільтра Калмана, причому при моделюванні приймається, що протягом 70% часу одного орбітального витка супутник



Рис.1. Графіки зміни кутів орієнтації МС за відсутності магнітного керування



Рис.2. Графіки зміни кінетичних моментів ДМ за відсутності магнітного керування

знаходиться тіні Землі. В Розглядатимемо MC, який рухається по коловій орбіті на висоті 650 км з нахилом орбіти рівним 98° і тензором інерції $[\mathbf{K}\Gamma \cdot \mathbf{M}^2]$. B $J = \text{diag}(0, 34 \ 0, 34 \ 0, 31)$ якості моделі магнітного поля Землі візьмемо модель WMM2005 [9]. При моделюванні приймемо, що на МС діє сталий момент збурення вигляду

$$\boldsymbol{\tau}_{d}^{B} = (1 \ 2 \ -2)^{\mathrm{T}} \cdot 10^{-7} [\mathrm{H} \cdot \mathrm{M}].$$

На рис.1 і рис.2 наведено графіки зміни кутів орієнтації МС в усталеному режимі стабілізації відносно орбітальної СК і в усталеному режимі стабілізації при повороті супутника на 10° відносно кожної з осей відповідно. Суцільні криві на цих графіках відповідають випадку компенсації гіроскопічного

моменту за наявності датчика кутової швидкості, а пунктирні криві – використанні для цього тільки оцінки кватерніону орієнтації (2).

З рис.1 видно, що при стабілізації МС відносно орбітальної СК в безгіроскопній системі керування орієнтацією вдається досягнути точності стабілізації кутової орієнтації не гірше ніж 1°, причому наявність точних

вимірювань вектора абсолютної кутової швидкості супутника на точності стабілізації практично не позначається.

На жаль, як випливає з рис.2 в безгіроскопній системі керування МС не вдається досягнути точності стабілізації краще ніж 1° за програмних розворотів супутника. Як видно з цього рисунка амплітуда похибки стабілізації орієнтації по двом каналам складає близько 2°.

Висновки

Запропонований в доповіді алгоритм безгіроскопного магнітномаховичного керування мікросупутником дозволяє досягнути точності стабілізації кутової орієнтації відносно орбітальної системи координат не гірше ніж 1°. Крім того на основі даного алгоритму вдається досягнути задовільної точності стабілізації за програмних розворотів супутника на невеликі кути.

Запропонований алгоритм функціонування системи керування орієнтацією є найбільш придатним для застосування на супутниках, призначених для дослідження верхніх шарів атмосфери, забезпечуючи достатню точність стабілізації і визначення орієнтації за тривалого перебування апарату в тіні Землі.

Література

- 1. Б. Ви, Х. Уэйс, Э. Эрэпостатис. Управление поворотами космического аппарата вокруг собственной оси с обратной связью по компонентам кватерниона // Аэрокосмическая техника, 1990, № 3, с. 3-11.
- Fernando Lizarralde, John T. Wen. Attitude Control without Angular Velocity Measurement: A Passivity Approach // Automatic Control, IEEE Transactions, Mar 1996, Volume: 41, pages 468 – 472.
- 3. C. Pittet, C. Fallet. Gyroless Attitude Control of a Flexible Microsatellite //
- 4. Abdelhamid Tayebi. Unit quaternion observer based attitude stabilization of a rigid spacecraft without velocity measurement //
- 5. *Мелащенко О.М., Рижков Л.М.* Синтез гравітаційно-магнітної системи стабілізації мікросупутника // Механіка гіроскопічних систем. 2008. Вип. 19. -С.76-86.
- 6. Wisniewski, R. Satellite attitude control using only electromagnetic actuation // Ph.D. thesis, Aalborg University: Department of Control Engineering, December 1996. 150 p.
- 7. Available on: <u>http://www.ngdc.noaa.gov/seg/WMM/DoDWMM.shtml</u>

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ТЕРМИНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Никифоров В.М., Ващенко А.В., Гребенщиков Д.В.,

Корнеев Д.А., Ширяев А.С., Юркевич А.М.

ФГУП «НПЦАП имени академика Н.А. Пилюгина», Россия

Введение

Классические методы синтеза систем управления базируются на хорошо развитом аппарате интегро-дифференциального исчисления. Искусственные нейронные сети (ИНС) представляют собой альтернативное направление, существующее относительно небольшое время в теории автоматического управления.

Для качественного и гибкого управления необходима информация о полном векторе фазовых переменных, т.е. система должна быть полностью наблюдаема. Современные системы управления, как правило, являются сложными, многомерными, многосвязанными, нелинейными объектами. В реальных системах управления не все фазовые переменные могут быть аппаратно измерены, тем более что ряд переменных могут быть просто не физичны.

Целью настоящей статьи является исследование терминального управления движением в условиях неполной информации о фазовом состоянии объекта, построенного на основе наблюдателя в форме:

- фильтра Калмана;

- нейросетевых технологий, а также терминальное управление на гибридном нейроконтроллере при случайных возмущениях, действующих как на вход системы, так и на измерение выходного сигнала.

Объект управления

В качестве объекта управления (ОУ) рассмотрим техническую систему (TC), состоящую из исполнительного двигателя - двигателя силовой стабилизации (ДСС) с нагрузкой на валу ротора в виде одной из рам трехосного гиростабилизатора. Математическая модель (ММ), описывающая

динамические процессы в ДСС представлены следующей системой дифференциальных уравнений, [1]:

$$\begin{cases} \frac{d\alpha(t)}{dt} = \Omega_{r}(t), \\ \frac{d\Omega_{r}(t)}{dt} = \frac{1}{J_{r}} \cdot \left\{ k_{M} \cdot i(t) - M_{Tp}(t) \cdot \text{sign}[\Omega_{r}(t)] + w \right\}, \\ \frac{di(t)}{dt} = -\frac{k_{e}}{L_{c}} \cdot \Omega_{r}(t) - \frac{R_{c}}{L_{c}} \cdot i(t) + \frac{R_{c}}{L_{c}} \cdot i_{Bx}(t), \\ i_{Bx}(t) = k_{y} \cdot U_{BbIX}(t), \quad M(t) = k_{M} \cdot i(t), \end{cases}$$

$$(1)$$

при произвольных начальных условиях $\alpha(0) = \alpha_{o}$, $\Omega_{r}(0) = \Omega_{ro}$, $i(0) = i_{o}$, где $\alpha(t)$ - угловое перемещение ротора ДСС, [рад],

 $\Omega_{r}(t)$ - угловая скорость вращения ротора, [рад/с],

i(t) - ток, потребляемый ДСС, [A],

к_м - моментный коэффициент преобразования, [Н·м/А],

к_е - коэффициент преобразования ЭДС вращения, [В·с/рад],

 J_r - момент инерции ротора ДСС относительно оси собственного вращения, [кг·м²],

R_c - омическое сопротивление обмотки статора ДСС, [Ом],

 $L_{\rm c}$ - индуктивность обмотки статора ДСС, [Гн],

k_y - коэффициент усиления усилителя в цепи обратной связи канала управления, [A/B],

 $i_{_{BX}}(t)$ - входной ток ДСС, [A],

U_{вых}(t) - выходное напряжение фильтра нижних частот в цепи обратной связи, [B].

Постановка задачи

Пусть известно:

1. ММ, описывающая динамику TC в форме пространства состояния размерностью $[n \times n]$

 $\overset{\sqcup}{X}(t) = A \cdot X(t) + B \cdot U(t) + G \cdot W,$

и уравнение наблюдения размерностью [m×n]

 $Y(t) = C \cdot X(t) + D \cdot U(t) + H \cdot w + v,$

где m<n, т.е. система не полностью наблюдаема.

2. Терминальный закон управления движением ТС

$$u\left[t, X(t), u(t), u(t), ..., u^{(r)}(t)\right] = col\left(u_1\left[t, X(t), u(t), u(t), ..., u^{(r)}(t)\right] \dots u_r\left[t, X(t), u(t), u(t), ..., u^{(r)}(t)\right]\right).$$

Необходимо

1. Разработать:

1.1. Наблюдатель полного ранга в форме фильтра Калмана.

1.2. Наблюдатель (нейроэмулятор) полного ранга в форме ИНС.

1.3. Терминальный нейроконтроллер.

2. Решить терминальную задачу на основе разработанных наблюдателей и нейроконтроллера в условиях случайных воздействий.

Пусть TC такова, что измерению доступен только угол поворота ротора ДСС, т.е. уравнение выхода имеет вид

 $Y(t) = \alpha(t) + v.$

Соответствующие матрицы сопровождения для модели в форме пространства состояния будут выглядеть:

$$X(t) = \begin{vmatrix} \alpha(t) \\ \Omega_{r}(t) \\ i(t) \end{vmatrix}, X(t) = \frac{d}{dt} \begin{vmatrix} \alpha(t) \\ \Omega_{r}(t) \\ i(t) \end{vmatrix}, A = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & k_{M} \cdot J_{r}^{-1} \\ 0 & -k_{e} \cdot L_{c}^{-1} & -R_{c} \cdot L_{c}^{-1} \end{vmatrix}, B = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ R_{c} \cdot L_{c}^{-1} \end{vmatrix}, C = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{vmatrix}, C = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}, D = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}, H = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

При синтезе закона управления, из системы уравнений (1) была выделена упрощенная систему $[2 \times 2]$ (без учета слагаемого $M_{rp}(t) \cdot sign[\Omega_r(t)]$):

$$\begin{cases} \frac{d\alpha(t)}{dt} = \Omega_{r}(t), \\ \frac{d\Omega_{r}(t)}{dt} = \frac{k_{M}}{J_{r}} \cdot i(t) = u(t). \end{cases}$$
(2)

Из системы (2) очевидно, что слагаемое $\frac{k_{M}}{J_{r}} \cdot i(t) = u(t)$ представляет собой нормированное управление. С учетом этого структура терминального регулятора, согласно [1], имеет вид

$$i\left[t, t_{k}, X(t), u^{(0)}, u^{(1)}, K, u^{(r)}\right] = \left(\frac{k_{M}}{J_{r}}\right)^{-1} \cdot \left[C_{\alpha} \cdot \frac{\alpha_{k} - \alpha(t)}{(t_{k} - t)^{2}} + C_{\omega} \cdot \frac{\Omega_{r}(t)}{t_{k} - t} + C_{u}^{0} \cdot u_{k}^{(0)} + \dots + C_{u}^{r} \cdot u_{k}^{(r)}\right].$$
 (3)

Выражая из третьего уравнения системы (1)

$$i_{_{BX}}(t) = - \frac{k_{e}}{R_{c}} \cdot \Omega_{r}(t) + i(t) + \frac{L_{c}}{R_{c}} \cdot \frac{di(t)}{dt},$$

и подставляя в него ток двигателя (3), получим окончательную терминально дифференцирующую структуру входного тока управления, [1]

$$i_{BX} \left[t, t_{k}, X(t), u^{(0)}, u^{(1)}, K, u^{(r)} \right] = \frac{k_{e}}{R_{c}} \cdot \Omega_{r}(t) + \left(\frac{k_{M}}{J_{r}} \right)^{-1} \cdot \left[C_{\alpha} \cdot \frac{\alpha_{k} - \alpha(t)}{(t_{k} - t)^{2}} + C_{\omega} \cdot \frac{\Omega_{r}(t)}{t_{k} - t} + C_{u}^{0} \cdot u_{k}^{(0)} + ... + C_{u}^{r} \cdot u_{k}^{(r)} \right] + \frac{L_{c}}{R_{c}} \cdot \frac{d}{dt} \left\{ \left(\frac{k_{M}}{J_{r}} \right)^{-1} \cdot \left[C_{\alpha} \cdot \frac{\alpha_{k} - \alpha(t)}{(t_{k} - t)^{2}} + C_{\omega} \cdot \frac{\Omega_{r}(t)}{t_{k} - t} + C_{u}^{0} \cdot u_{k}^{(0)} + ... + C_{u}^{r} \cdot u_{k}^{(r)} \right] \right\}.$$
(4)

Терминальное управление ДСС на основе наблюдателя в форме фильтра Калмана, [1]

В уравнениях состояния и наблюдения **w** и **v** нормально распределенные белые шумы с математическими ожиданиями M[w] = M[v] = 0, и корреляционными матрицами

$$\mathbf{M}\left[\mathbf{w}\mathbf{w}^{\mathrm{T}}\right] = \mathbf{Q}\cdot\delta(\mathbf{t}-\boldsymbol{\tau}), \ \mathbf{M}\left[\mathbf{v}\mathbf{v}^{\mathrm{T}}\right] = \mathbf{R}\cdot\delta(\mathbf{t}-\boldsymbol{\tau}), \ \mathbf{M}\left[\mathbf{w}\mathbf{v}^{\mathrm{T}}\right] = \mathbf{N}\cdot\delta(\mathbf{t}-\boldsymbol{\tau}).$$

Оптимальная оценка вектора состояния, при которой достигается $P=\lim_{t\to\infty} \left\{ M \left[(X - X_e) (X - X_e)^T \right] \right\} \to \min, \text{ имеет следующую структуру [3]:}$ $\begin{cases} g \\ X_e(t) = A \cdot X_e(t) + B_e \cdot U(t) + L \cdot [Y - C \cdot X_e(t) - D \cdot U(t)], \\ \left[Y_e(t) \\ X_e(t) \right] = \begin{bmatrix} C \\ I \end{bmatrix} \cdot X_e(t) + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U(t) + H \cdot w + v, \end{cases}$

где $L=P \cdot C^{T} \cdot R^{-1}$, P – решением матричного уравнения Риккати

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{P} + \mathbf{P} \cdot \mathbf{A}^{\mathrm{T}} + \mathbf{G} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{G}^{\mathrm{T}} - \mathbf{P} \cdot \mathbf{C}^{\mathrm{T}} \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{P} = \mathbf{0}$$

Структурная схема «ОУ + фильтр Калмана» представлена на рис.1.



Рис.1. Структурная схема управления ДСС на основе фильтра Калмана



На рис.2 представлена ММ ДСС в сочетании с фильтром Калмана.

Результаты математического моделирования терминального управления поворотом ротора ДСС на основе фильтра Калмана представлены на рис.3...6.

[град]

[град]



Рис.3. Угловое перемещение ротора

ДСС

[град]



Рис.4. Измеренное угловое переме-

щение ротора ДСС

[град/с]





Терминальное управление ДСС на основе наблюдателя в форме ИНС (нейроэмулятора ДСС)

Нейроэмулятор ДСС выполнен на базе двухслойной ИНС прямой направленности, невидимый слой состоит из 20 нейронов с сигмоидальной функцией активации второй слой линейный с одним нейроном. Обучение сети проводилось методом обратного распространения ошибок.

При обучении сети обучающее множество состояло из сигналов углового запаздывания на соответствующее число шагов интегрирования h

$$P = \{\alpha(t-1 \cdot h), \alpha(t-2 \cdot h), \alpha(t-3 \cdot h), \alpha(t-4 \cdot h), \alpha(t-5 \cdot h)\},\$$

целевая функция состояла из множества текущих угловых значений ротора ДСС $T = \alpha(t)$. В результате нейроимулятор представляет собой предсказатель текущего значения $\alpha(t)$ по соответствующим предыдущим значениям.

На рис.7 изображена упрощенная ММ (2) терминального управления на основе нейроимулятора, где помимо полезного управляющего сигнала подавались случайные возмущения в виде белого шума различной интенсивности.



Результаты математического моделирования терминального управления поворотом ротора ДСС на основе нейроэмулятора представлены на рис.8 и 9.







ДСС

Терминальное управление ДСС на основе гибридного нейроконтроллера

Терминальный регулятор (4) имеет изолированную точку в конечный момент времени, что приводит к неопределенности типа деления на ноль и к выдаче режима «НЕ НОРМА» при эксплуатации. Гибридная ИНС включает в себя ИНС, выходной сигнал которой строится на основе теории нечетких множеств И нечетких правил, В данном случае правил Сугено. Нейрорегулятор был синтезирован на основе исходных данных представленных в таблице 1.

Таблица 1

t, [c]	0	2	4	6	8	10
α(t),[град]	360	240	80	15	0	0
Ω _r (t), [град/с]	0	-90	-55	-16	0	0
u(t), [Г·см]	-100	0	23	14	0	0

На основании таблицы 1 сформированы восемь нечетких правил, которые графически представлены на диаграмме рис. 10.



Рис. 10. Диаграмма нечетких правил терминального управления



Рис.11. Математическая модель «сверхмягкого» терминального управления поворотом ротора ДСС на основе гибридного нейроконтроллера

Результаты математического моделирования терминального управления поворотом ротора ДСС на основе гибридного нейрорегулятора представлены на рис.12...15.

[град]





ДСС после измерения	ротора ДСС
[град/с]	[Г·см]



Рис.14.Скорость вращения ротора

Рис.15. Управляющий ток ДСС

ДСС

при случайных воздействиях по входу

Заключение

По результатам ММ очевидно следующее.

1. Для не полностью наблюдаемой системы при воздействии случайных внешних возмущающих факторов, в виде нормированного по моменту инерции ротора ДСС момента w и помех измерения v, фильтр Калмана формирует вектор оценки фазовых переменных (рис.5 и 6), по которым построенный регулятор, приводит систему управления в заданную конечную точку управления.

Недостатки фильтра Калмана:

- 1.1 необходимость знания параметров случайных воздействий;
- 1.2 высокая чувствительность выходного сигнала к возмущениям в канале измерения.
- 2. Применение нейроэмулятора решает задачу терминального приведения в условиях внешних случайных возмущений. В качестве достоинств применения ИНС следует отметить:

- нет необходимости в идентификации внешних случайных возмущений;
- 2.2 отсутствие чувствительности выходного сигнала к возмущениям в канале измерения.
- 3. Применение гибридного нейроконтроллера позволяет:
 - 3.1 успешно решать задачу терминального управления в условиях внешних случайных воздействий и с учетом нелинейности в виде момента трения M_{тр}(t)·sign[Ω_r(t)];
 - 3.2 решить главную проблему терминального управления неопределенность типа деления на ноль в конечной точке управления;
 - 3.3 стабилизировать конечное положение объекта после достижения конечного времени управления.

Литература

1. *Никифоров,В.М.* Терминальное оптимальное управление движением технических систем (ТС) на основе наблюдателя в форме Калмана /Ширяев А.С., Никифоров В.М.// ТРУДЫ «ФГУП НПЦАП» «СИСТЕМЫ И ПРИБОРЫ УПРАВЛЕНИЯ» №3 - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. - с.44-52, ISSN 1991-5950

УДК 629.783

СКІНЧЕННО-ЕЛЕМЕНТНА МОДЕЛЬ МІКРОСУПУТНИКА ТА МОДАЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЙОГО КОНСТРУКЦІЇ

Рижков Л.М., Верхолаз О.В., Карнаушенко Р.В.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут»

Вступ

Під час виведення на орбіту супутник знаходиться під дією великої кількості зовнішніх навантажень різноманітної природи, які сприймає від ракети-носія. Ці навантаження діють на нього протягом декількох хвилин від моменту старту до моменту виводу супутника на орбіту.

Одним із ефективних методів аналізу конструкції космічного апарату під дією зовнішніх навантажень є метод скінченних елементів (МСЕ) [1]. Статичний аналіз конструкцій під впливом зовнішнього навантаження з використанням МСЕ є світовим стандартом для розрахунків на міцність та інших видів розрахунків. Це пов'язано з універсальністю МСЕ, що дозволяє єдиним способом розраховувати різноманітні конструкції за різними властивостями матеріалів [1].

Основними типами скінчених елементів є одномірні, двомірні та об'ємні скінчені елементи [2].

Якщо є тривимірна модель об'єкту дослідження, створена за допомогою системи автоматизованого проектування (САПР), то найпростіше створити розрахункову модель, використовуючи об'ємні скінченні елементи [3]. Однак використання об'ємних скінченних елементів дає низьку точність розрахунків, потребує великих ресурсів обчислювальної техніки та великих затрат часу [3].

Скінченно-елементна модель, створена на основі одномірних та двомірних скінченних елементів, дозволяє проводити розрахунки із більшою точністю і суттєво меншими затратами часу, але отримати збіжність результатів при моделюванні всіх елементів будь-якої конструкції, у тому числі і супутників, практично неможливо [3].

Динамічний аналіз складних конструкції математичними методами або практично неможливий, або потребує багато часу [4]. Час можна скоротити, якщо використовувати МСЕ при динамічному аналізі конструкції.

При модальному аналізі конструкції не можна знехтувати окремими елементами, оскільки їх маси та розміщення у силовому каркасі впливають на частоти власних коливань конструктивних елементів каркасу супутника [5].

Постановка задачі

Метою роботи є модальний аналіз конструкції силового каркасу мікросупутника (MC).

Модальний аналіз конструкції силового каркасу МС

При розв'язанні поставленої задачі за прототип було прийнято MC «MC-КПІ», загальний вигляд якого зображено у розкритому стані на рис. 1 та у складеному стані на рис. 2.



Рис. 1. МС « МС-КПІ» у розкритому стані



Рис. 2. МС « МС-КПІ» у складеному стані

Найменування елементів МС, яким відповідають позначення на рис. 1 та рис. 2, приведені у табл.1. Загальні розміри МС приведено у табл.2.

Елементи мікросупутника МС-КШ

Позначення	Найменування
1	Основа
2	Корпус
3	Давач координат Сонця
4	Антено-фідерний пристрій КН
5	Модуль електронних компонентів
6	Батарея хімічна
7	Блок двигунів-маховиків
8	Датчик відокремлення
9	Антено-фідерний пристрій основний
10	Антено-фідерний пристрій резервний
11	Магнітометр трикомпонентний
12	Блок електронний основний
13	Котушка електромагнітна Х
14	Трубка теплова
15	Батарея сонячна
16	Защіпка
17	Піросекатор
18	Радіатор
19	Екран тепловий
20	Екран тепловий (к)

Позначення	Розмір (мм)
a	652
b	395
с	436
d	59
e	180
k	330
m	39

Розміри мікросупутника МС-КПІ

Основою силового каркасу МС є 4 стійки та 2 монтажні плити, що виконані з матеріалу Д-16Т. У середині силового каркасу розміщуються блоки корисного навантаження (рис. 3). На монтажних плитах розташовані датчики орієнтації та навігації. Силовий каркас екрановано чотирма тепловими екранами, до яких через вузли навіски приєднані сонячні батареї.



Рис. 3. Силовий каркас МС

із встановленими датчиками та корисним навантаженням

Таким чином, МС представляє собою складну статично невизначену конструкцію. Визначення спектру частот власних коливань такої конструкції аналітично є дуже складною та трудомісткою задачею. Тому розрахунок проводився за методом скінчених елементів із використанням модулю Pro/Mechanica системи автоматизованого проектування Pro/Engineer.

Для визначення точності розрахунків було проведено порівняння результатів при визначенні частот коливань при розрахунку з використанням математичного методу, розрахунку в MSN NASTRAN з використанням скінченно-елементної моделі та розрахунку в Pro/Engineer з використанням скінченно-елементної моделі,

Для аналізу була обрана балка прямокутного розрізу з наступними вихідними даними: висота – 200 мм, ширина – 100 мм, довжина – 1.5 м. Матеріал - дюралюміній Д16Т.

При використанні математичного методу розрахунок частот власних коливань проводиться за формулою:

$$f = \frac{\lambda_i^2}{2 \pi l^2} \sqrt{\frac{E J}{\rho F}},$$

де

f - частота власних коливань балки;

 $\lambda = (2i - 1)\pi / 2$ - корінь частотного рівняння, який характеризує форму коливань та спосіб закріплення балки;

і - номер тону коливань;

l- довжина балки;

Е - модуль пружності матеріалу балки;

J - момент інерції балки;

р- густина матеріалу балки;

F- площа поперечного перерізу балки.

Результати розрахунків з використанням математичного методу (MM), розрахунку в MSN NASTRAN з використанням об'ємних скінченних елементів (MH) та розрахунку в Pro/Engineer з використанням одномірних та двомірних скінченних елементів (МП) приведені у табл. 3.

	MM	МН	МП
1	32,5	34,7	33,1
2	97,4	99,2	96,8
3	162,7	165,5	161,3
4	227,5	236,3	230,5
5	292,2	302,1	298,7
6	357,9	369,9	363,4
7	422,4	443,2	434,8
8	487,3	503,6	490,5
9	552,3	568,3	558,1
10	617,8	631,7	622,4

Порівняльна таблиця розрахунків за трьома методами

Бачимо, що розрахунки з використанням МСЕ, в якому використовуються одномірні і двомірні скінченні елементи, є точнішими ніж розрахунки з використанням МСЕ, в якому використовуються об'ємні скінченні елементи.

Для вирішення поставленої задачі силовий каркас було розбито на окремі тіла: монтажні плити, теплові екрани та стійки. Кожну стійку було розбито на 10-15 одномірних скінчених елементів. Теплові екрани та монтажні плити було розбито на 100-150 двомірних скінчених елементів.

Структура скінчено-елементної моделі силового каркасу МС представлена на рис. 4.





Рис. 4. Структура скінченно-елементної моделі силового каркасу МС-КПІ.

Відомим підходом щодо моделювання компонентів корисного навантаження є моделювання їх у вигляді зосереджених мас.

При такому способі у центрі мас кожного компоненту, що моделюється, розміщується зосереджена маса, жорстко пов'язана із елементом силового каркасу, до якого стикується відповідний елемент.

Це дозволяє врахувати вплив маси компоненту на динамічні характеристики, однак суттєвим недоліком такого способу є те, що не враховується зміна жорсткісних характеристик силових елементів за рахунок приєднання елементів корисного навантаження.

Тому будемо розглядати блоки корисного навантаження у вигляді одномірних кінцевих елементів (стрижнів), або двомірних елементів (пластин), в залежності від співвідношення їх лінійних розмірів.

При цьому густина матеріалу приймається такою, щоб маса моделі відповідала масі приладу. Маса вважається рівномірно розподіленою у об'ємі моделі.

Сонячні батареї також моделюються згідно цього алгоритму.

Перелік компонентів, що моделюється згідно запропонованого алгоритму, представлено у табл. 4.

N⁰	Найменування	Позначення	Кількість	Maca,
				КГ
1	Датчик координат Сонця	ДКС	1	0.21
2	Антенно-фідерний пристрій КН	AH	1	0.18
3	Модуль електронних компонентів	МЕК	1	1.7
4	Батарея хімічна	БХ	1	1.5
5	Блок двигунів-маховиків	БДМ	1	0.9
6	Датчик відокремлення	ДВ	2	0.08
7	Антенно-фідерний пристрій основний	АФПО	1	0.15
8	Антенно-фідерний пристрій резервний	АФПР	1	0.15
9	Магнітометр трикомпонентний	MM	1	0.1
10	Блок електронний основний	БЕО	1	0.6
11	Блок електронний резервний	БЕР	1	0.6
12	Батарея сонячна	СБ	4	0.6

Перелік компонентів, що моделюється у вигляді кінцевих елементів з рівномірно розподіленою масою

Таким чином, розрахункова скінченно-елементна модель супутника представляє собою набір поверхонь та кривих, розміщених по нейтральних лініях відповідних їм елементів, та з набору точок, розміщених у центрах мас лементів корисного навантаження, датчиків і сонячних панелей.

Принципову схему врахування впливу елементів корисного навантаження на жорсткісні та динамічні характеристики силового каркасу згідно запропонованого алгоритму представлено на рис. 5.



Рис. 5. Принципова схема врахування впливу елементів корисного навантаження на характеристики силового каркасу.

Для збільшення точності розрахунків необхідно забезпечити велику густину скінченно-елементної сітки поблизу зон стикування окремих елементів конструкції. У той же час на віддалені від зон стикування немає потреби у великій густині сітки, оскільки це призведе до великих витрат машинного часу. Тому скінченно-елементна сітка моделі оптимізувалася таким чином, щоб сітка мала максимальну густину поблизу зон стикування елементів силового каркасу.

На модель накладено консольне закріплення по площині стику із адаптером ракети-носія.

Частоти вібраційного, ударного і акустичного навантаження, що діють на корисне навантаження від ракети-носія лежать у діапазоні 0-1000 Гц.

Результати розрахунку частот власних коливань у даному діапазоні представлені у табл.5.

Табл.5.

Розрахункові частоти власних коливань силового каркасу МС (запропонований алгоритм)

№ режиму	1	2	3	4	5	6	7	8
Частота, Гц.	73.7	81.7	111.3	163.8	222.2	283.7	421.5	437.8
№ режиму	9	10	11	12	13	14	15	16

Частота, Гц.	498.2	504.9	531	535.5	581.2	600.5	680.3	724
№ режиму	17	18	19	20	21	22	23	24
Частота, Гц.	896.3	940.4	956.9	981.3	983.7	994.4	1010.4	1027.6

Результати розрахунку частот власних коливань при врахуванні елементів корисного навантаження у вигляді зосереджених мас за відомим алгоритмом (врахування елементів корисного навантаження у вигляді зосереджених мас) представлені у табл.6.

Табл.б.

Розрахункові частоти власних коливань силового каркасу MC (відомий алгоритм)

№ режиму	1	2	3	4	5	6	7	8
Частота, Гц.	50.1	56.6	78.5	117.6	162.3	210.8	318.5	336.3
№ режиму	9	10	11	12	13	14	15	16
Частота, Гц.	389.0	400.6	428.0	438.4	483.2	506.8	582.7	629.3
№ режиму	17	18	19	20	21	22	23	24
Частота, Гц.	790.3	841.0	867.9	902.4	917.0	939.5	967.3	996.8

Результати розрахунку частот власних коливань за відомим та запропонованим алгоритмами представлено на рис. 6.



Рис. 6. Частоти власних коливань конструкції МС

Аналіз рис. 6 показує, що запропонований алгоритм дозволяє суттєво покращити визначення частот власних коливань у діапазоні 400-1000 Гц. Середня різниця у результатах розрахунку складає 15%.

Висновки

Модальний аналіз конструкції МС є ефективним засобом визначення частот власних коливань складних конструкцій. Запропоновано алгоритм моделювання елементів корисного навантаження, який враховує зміну жорсткісних характеристик елементів силового каркасу, до яких вони приєднуються, і вплив маси елементів корисного навантаження на динамічні характеристики силового каркасу МС. Показано, що розроблений алгоритм дозволяє уточнити визначення частот власних коливань у діапазоні 400-1000 Гц.

Література

- 1. *Янукьян* 3.А. Конечно-элементный анализ напряженнодеформированного состояния несущих конструкций антенн. – М.: МАИ, 2006. – 88 с.
- 2. *Маденси Е., Гувен И.* Конечно-элементный метод и приложения в инженерии с использованием ANSYS. Springer Science+Business Media, LLC, 2006. 686 с.
- 3. Шимкович Д.Г. Инженерный анализ методом конечных элементов. М.: 2008. 702 с.
- 4. Цибенко О.С., Крищук М.Г., Конюхов О.С., Коваль В.П., Аксьоненко А.В., Трубін А.В. Розробка адекватної математичної моделі дослідження динаміки стулок головного оптикача ракети-носія у процесі польоту і відділення. – Наукові вісті НТУУ «КПІ». №6, 2006 – 139-148 с.
- 5. Василенко Н.В. Теория колебаний. К.: Вища шк., 1992. 426 с.
- 6. Галлагер Р. Метод конечных элементов. Основы: Пер. с англ. М.: Мир, 1984
- 7. Зенкевич О., Морган К. Конечные элементы и аппроксимация: Пер. с англ. М.: Мир, 1986

УДК: 629.786

STANDARDIZATION OF DATABASES FOR AMDB TAXI

ROUTING FUNCTIONS

C. Pschierer, A. Sindlinger, J. Schiefele

Jeppesen, Frankfurter Strasse 233, 63263 Neu-Isenburg, Germany Abstract

Input, management, and display of taxi routes on airport moving map displays (AMM) have been covered in various studies in the past. The demonstrated applications are typically based on Aerodrome Mapping Databases (AMDB). Taxi routing functions require specific enhancements, typically in the form of a graph network with nodes and edges modeling all connectivities within an airport, which are not supported by the current AMDB standards. Therefore, the data schemas and data content have been defined specifically for the purpose and test scenarios of these studies.

A standardization of the data format for taxi routing information is a prerequisite for turning taxi routing functions into production. The joint RTCA/EUROCAE special committee SC-217, responsible for updating and enhancing the AMDB standards DO-272 [1] and DO-291 [2], is currently in the process of studying different alternatives and defining reasonable formats.

Requirements for taxi routing data are primarily driven by depiction concepts for assigned and cleared taxi routes, but also by database size and the economic feasibility. Studied concepts are similar to the ones described in the GDF (geographic data files) specification [3], which is used in most car navigation systems today. They include

- A highly aggregated graph network of complex features
- A modestly aggregated graph network of simple features
- A non-explicit topology of plain AMDB taxi guidance line elements

This paper introduces the different concepts and their advantages and disadvantages.

Keywords: Aerodrome Mapping Database, AMDB, Airport Moving Map, AMM, Taxi Routing, SC-217, Jeppesen

INTRODUCTION

Requirements

Research for showing taxi routes on airport moving maps (AMM) has been going on for years as documented in various publications [4-6]. The work covers different options to display the taxi route, or to enter it by means of speech input, keyboard, or data link (SC-214 D-TAXI). The demonstrated applications are typically based on Aerodrome Mapping Databases (AMDB). AMDBs contain the basic geometries of features and attached attributes like identifiers. Relations to other database features are only described by the spatial coordinates like taxiway A is touching taxiway B.

However, an explicit description of connectivities between runways, taxiways, aprons and stands is not available as needed by enhanced functions like input or modifications of an assigned taxi route in a user-interface or even auto-routing. Connectivity data are typically implemented as graph networks with nodes and edges. The extensions to AMDB data to support taxi routing functionalities have been typically defined for the specific research projects only and were populated for a limited number of test scenarios only.

With rising interest of airframers to bring taxi routing functionality onto the flight deck, the joint RTCA/EUROCAE special committee SC-217 was tasked to define a standardized database format for routing information.

Requirements for taxi routing data are primarily driven by depiction concepts for assigned and cleared taxi routes. Depiction concepts highlighting the taxi line (left side of Figure 1) require an accurate modeling of the edges, while more generalized network edges would be sufficient for the display of a wide corridor as shown on the right side of Figure 1. These requirements have a direct impact on the complexity of the underlying connectivity data.



Figure 1 Depiction concepts for taxi routes.

The additional storage requirements for routing data are less of a concern with the more powerful hardware used to run airport moving map displays.

Taxi lines on airports and in AMDBs

Taxiway centre line markings are provided in order to guarantee continuous guidance between runways and aircraft stands [74]. This basically means that pilots are safe as long as they follow a taxi line. More interesting is the meaning of missing taxi line segments. In some cases it's indeed the reverse logic, indicating that additional caution is needed because of obstacles, taxiways being not wide enough for the airport category, missing/insufficient taxiway filets etc.

In other cases taxi line markings are simply dropped in order to avoid cluttering on intersections. A typical example is shown in Figure 2. A taxi clearance like M4 - L3 - Ramp 1 is perfectly ok in real world, but following the taxi lines strictly exposes gaps when crossing taxiways M and L.

The conclusion is that taxi line markings available in AMDBs are not suitable as basis for a complete routing network. Just closing the gaps by virtual elements is a legal problem as this is not supported by source data or other ANSP regulations.



Figure 2 Missing taxi line segments.

Geographic Data Files (GDF)

The automotive industry is using route information for more than 15 years. In order to improve interchangeability of map data and interoperability of systems the ISO Standard 14825 "Geographic Data Files" (GDF4) [3] has been defined in 1995 for all types of Intelligent Transportation Systems (ITS) applications.

The general concepts of GDF4 are application independent and can be transferred to airport databases as well.

All features are described in a hierarchy of (up to) three *levels*:

- Level 0 defines the basic geographic elements of a feature like points, lines or polygons. Elements on level 0 can be used for mapping purposes only.



Figure 3a Depiction of a multi-element crossing at GDF level 0.

- Level 1 defines simple features like road elements, junctions or ferry connections. They are composed from the basic geometries of level 0 plus additional attributes. The relationships of features are modeled in a somewhat aggregated way. A multi-element crossing as shown above is described by many road elements at Level 1.



Figure 2b Depiction of a multi-element crossing at GDF level 1.

- Level 2 defines complex features, aggregated from level 1 elements. Elements are more aggregated than in level 1, e.g. multi-lane junctions are now modeled by a single intersection node.



Figure 2c Depiction of a multi-element crossing at GDF level 2.

The highly aggregated level 2 is suitable for fast computation of long routes as a smaller number of nodes and edges has to be processed. This data can also be used for display at very small map scales. For a more detailed computation of a route (and also depiction at larger zoom levels) the level 1 can be used. Level 0 is used for mapping at the largest zoom levels, e.g. zooming into intersections.

The other concept defined nicely in GDF is topology.

- "Non-explicit topology: Simple Features are based on Dots, Polylines and Polygons. No topological relations between the cartographic primitives are

explicitly defined. Topological relations are only defined via coordinate values.

- Connectivity topology: Topological relations between zero- and onedimensional objects are explicitly defined. No topological relations between these objects and two-dimensional objects are explicitly defined.
- Full topology: zero-, one- and two-dimensional objects are defined with all topological relations explicitly defined.

Non-explicit topology gives the possibility to define and process data, for which spatial relations are less relevant (e.g. data used only for map display), in a very efficient way. Connectivity topology gives the possibility to perform network operations in a very efficient way." [3]

Transfer of GDF concepts to Airport Data

AMDBs represent non-explicit topologies. The scope of the work currently performed by the SC-217 group is to define a full topology for taxi routing on airport surfaces. The differentiation between connectivity topology and full topology is less important for airport data.

Under discussion is the question if the new topology is supposed to be of level 1 or level 2. Street data usually uses both levels, but due to the smaller overall size and the reduced complexity of airports, only one level is deemed sufficient.

A level 1 network is desirable for depiction purposes, i.e. for depiction concepts like highlighted taxi lines as shown on the left side of Figure 1. An issue with level 1 data however is the (un-)availability of source data. Level 2 like data can be derived more easily from existing AMDB data, but would result in a less detailed depiction. The concepts of the different levels are presented in the chapter 0.

General concept of taxi route networks



Figure 4 General concept of taxi route nodes and edges (right).

The general concept of taxi routing networks is based on graphs with nodes and edges. Nodes indicate junctions of taxiways. Attributes of nodes are:

- Coordinates
- Type: Taxiway Intersection, Runway Intersection, Stand, Holding Position etc. (Holding Position is not a junction, but still an important component of typical taxi routes.
- Allowed or Disallowed combinations of incoming and outgoing edge
- A link to the level 0 element it represents (apron, taxiway, runway etc.). In Figure 4 for example Node N_1 represents Taxiway A_1 .

Edges represent all connectivities to neighbor elements. In Figure 4 the edges E_1 , E_3 , and E_6 define the connections to other junctions, while E_2 , E_4 , and E_5 define allowed turns within the junction of taxiways A and B. They carry additional attributes like:

- Restrictions on this connection (directionality, max. wingspan, PCN, etc.)
- Length of the represented segment for calculation of optimized routes
- Type: Runway, Taxiway, Parking Stand, Holding Position, Apron...

The graphical representation of edges can be done in three ways:

- 1. The edge itself is abstract and derives its geometry from the coordinates of the start- and end node only. This is sketched by the red line in Figure 5. For depiction purposes, this is barely usable.
- 2. The edge is abstract, but has links to level 0 line elements (taxi lines, runway centerlines, stand lines), which in turn are used for depiction. This is inline with the GDF concept and depicted as blue line in Figure 5.
- 3. The edge has its own geometry. This can end up in a depiction similar to option 2 (blue line), but allows for more flexibility in situations where e.g. taxilines are missing.



Figure 5 Options for modeling edges.

Properties of Level 1 taxi routing networks

Level 1 data in GDF basically represent single lanes in street networks (Figure 3b). The counterparts of lanes on roads are taxiway center lines on airports. Accordingly an example is sketched in red in Figure 6. The regular taxilines are shown in green, stopbars in blue:



Figure 6 Level 1 taxi routing network.

Nodes are placed at junctions of taxi, stand, runway exit, or runway center-lines. No nodes are inserted where lines intersect but where no turns are possible, e.g. in the center of the intersection. Edges connect the nodes with each other. They can either be abstract (left image), or follow existing lines accurately (right image).

Additional nodes can be inserted at reporting points, stop bars etc.

Properties of Level 2 taxi routing networks

Level 2 data in GDF represent a highly generalized model of streets. The full topology is contained in this level, while specific information like number of lanes, exact layout of junctions and turns etc. is disregarded. A similar concept can be realized for airport data based on pavement areas (runways, taxiways, aprons, stands) (Figure 7).



Figure 7 Level 2 taxi routing network.

Intersections are represented by a single node located in the geometric center of the element. Connections to all adjacent taxiways are represented by straight edges. Additional nodes can be added e.g. at stopbars.

Comparison

The key advantages and disadvantages of level 1 and level 2 taxi routing networks are quite opposing.

Level 1 networks are very suitable for depiction purposes, in particular when using accurately modeled edges. On the other side, level 1 networks face some issues from the data production side: the gaps in painted taxi / stand lines (Figure 2) cause incompleteness of the derived level 1 network. Closing the gaps by 'virtual lines' is an option, although it requires the definition of a compulsory rule set about which gaps can be considered as 'missing paint' and which gaps indicate missing taxiway shoulders etc.

Level 2 networks on the other side are very easy to compute based on the geospatial relationship of polygon elements and guaranteed to be complete, but they are also much more generalized and may not result in an intuitive depiction.

Figure 8 highlights the differences in the two network types (red lines). The edges modeling the concave taxiways W1 and W3 are partially outside of the respective polygon outlines, which could be misleading when shown to pilots as part of their taxi route.



Figure 8 Level 1 (left) and Level 2 (right) routing networks for Runway 01R in Stockholm-Arlanda (ESSA).

Hybrids between level 1 and level 2 networks are possible. Scenarios as shown on the right side of Figure 8 can be avoided by replacing straight edges by curved ones which are snapped to existing taxi lines. This concept will result in edges as shown in the following image:



Figure 9 Level 2 network with edges snapped to taxiway center lines.

While the taxi edges shown still look a little jagged in this GIS view, it should be considered that an airport moving map display might show the taxi route with a wider line in order to avoid the impression of guidance, and also do some small clean-ups like smoothing the corners (similar to fly-by waypoints). Figure 10 demonstrates that the difference between level 1 and the snapped level 2 becomes negligible.



Figure 10 Level 1 (left), snapped Level 2 (center) and raw Level 2 (right) networks.

Similar compromises could be defined on intersections: While a level 1 network looks nice, it still has some gaps (e.g. taxiing west from D and switching over to U). Level 2 has all connectivities but results in a pretty generic display.
A level 1-like network structure is possible by placing the nodes at the borders to adjacent taxiway elements instead of the center, and connecting all nodes by edges (center image in Figure 11). This depiction combines the more accurate visualization of taxi routes with the completeness of using surface elements only as the basis for this network type.



Figure 11 Level 1 (left), Level 1-like (center) and raw Level 2 (right) networks for intersections. The shown level 1-like network is still based on polygon elements, allowing for a complete network independent of gaps in taxi lines.

Summary

Different concepts for taxi routing networks have been developed and tested in cooperation with airframers and avionics companies. The strongest candidate so far is based on a level 2 concept with some elements from level 1 networks like network edges snapped to taxi lines if existent, and intersections with explicitly modeled turns.

The prototyping activities are still ongoing to gather practical experience on how routing and display algorithms work on the defined data structures.

Special thanks to all members of the RTCA SC-217 working group involved in the definition of the taxi route topologies.

REFERENCES

- RTCA DO-272B, "User Requirements for Aerodrome Mapping Information", April 2009, RTCA Inc., Washington D.C., Prepared by SC-217 and EUROCAE WG-44
- RTCA DO-291A "Interchange Standards for Terrain, Obstacle, and Aerodrome Mapping Data", April 2009, RTCA Inc., Washington D.C., Prepared by SC-217 and EUROCAE WG-44
- 3. ISO/DIS 14825:2004, "Intelligent transport systems Geographic Data Files (GDF) Overall data specification", ISO, 2004.
- 4. Heidelmeyer, G., Sindlinger, A., Klingauf, U., "AMDB Erweiterung zur Unterstützung von Taxi Guidance Funktionen (eAMDB)", Proc. DLRK 2006, jt2006-179
- 5. Theunissen, E., Roefs, F., "Taxi Route Input Specification or Selection?", Proc. DASC 2008, 4b3
- Theunissen, E., Roefs, F., "Desgin, Integration and evaluation of an Application for Input of Taxiroutes", Proc. DASC 2007, 6b1 ICAO Annex 14 "Aerodrome Design and Operations", 4th edition, July 2004

УДК 681.513.3 (045)

СИНТЕЗ РОБАСТНОЙ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ДИНЕЙНЫХ МАТРИЧНЫХ НЕРАВЕНСТВ

Туник А.А., Басанец О.П.

Институт аэрокосмических систем управления НАУ,Україна

Вступление

Следящие системы имеют большое значение для наведения осесимметричных летательных аппаратов, так как позволяют упростить систему управления путем применения одного и того же закона управления как для слежения в боковой плоскости так и продольной. С другой стороны, повышаются требования к такой системе, которая должна обеспечивать слежение с минимальной ошибкой и перерегулированием при различных типах входных сигналов. Существуют различные подходы к решению данной проблемы [1,2], в данной работе предлагается использовать метод, предложенный в [3], основанный на многократном решении уравнения Рикатти. В отличии от работы [3], в данной статье рассматриваемый метод применяется для некоторого политопа матриц, которые описывают объект. Решение поставленной задачи осуществляется путем применения теории линейных матричных неравенств [4].

Описание объекта управления

В работе рассматривается задача управления вращающимся БПЛА путем синтеза следящей системы, которая подавляет внешние неструктурированные возмущения, ограниченные по модулю. Под внешними неструктурированными возмущениями понимается турбулентный ветер, в качестве имитационной модели которого используется формирующий фильтр Драйдена [5].

Для случая осесимметричного вращающегося БПЛА [6] будем рассматривать движение только в одной плоскости. Пусть математическая модель объекта управления описывается уравнениями вида [1,2]:

$$\frac{d}{dt}x(t) = A_i x(t) + B_i u(t) + D_i d(t),$$

$$y(t) = Cx(t) + Fr(t)$$
(1)

где A_i, B_i – элементы некоторого политопа, удовлетворяющие условию: $[A \ B] \in Co \{ [A_1 \ B_1], ..., [A_N \ B_N] \}, i = 1, ..., N$, где C_0 означает выпуклое множество; x(t)– вектор состояния, u - управляющий сигнал, d(t) - внешние возмущения и y(t) - измеряемые переменные состояния, служащие для формирования обратной связи. Сигналы управления формируются по измеряемому отклонению БПЛА от центра луча, движущегося в пространстве. Подробный вид уравнений (1) содержится в [2,6] и ввиду их громоздкости не приводится.

Обычно системы слежения более сложные по структуре по сравнению с системами стабилизации. Это объясняется наличием дополнительных устройств, компенсирующих ошибки – компенсаторов [3]. В современной литературе, как отечественной [7], так и зарубежной [8], системы, содержащие компенсатор в прямой связи и регулятор в обратной связи, называют системами с двумя степенями свободы. Структурная схема системы слежения с двумя степенями свободы представлена на рис. 3.



Рис. 1. Система с двумя степенями свободы

На рис. 1 z(t) = Hx(t)- выходной сигнал, отслеживающий желаемый входной сигнал r(t). В терминах данной задачи z(t) = y(t), то есть H = C, однако, необходимо отметить, что в общем случае выходной сигнал z(t) не равен измеряемому сигналу y(t).

В качестве динамического компенсатора рассматривается система вида:

$$\frac{d}{dt}w = Fw + Ge,$$

$$v = Mw + Je$$
(2)

где w(t) - вектор состояния, v(t) - выход компенсатора. На вход компенсатора подается ошибка слежения e(t) = r(t) - z(t), *F*, *G*, *M*, *J* - известные матрицы, определяемые желаемой структурой компенсатора.

Динамика компенсатора (2) и исходные уравнения (1) могут быть записаны в расширенной форме [3]. Расширенное описание системы, состоящей из вращающегося БПЛА (ОУ), регулятора K и компенсатора, при наличии возмущения d(t) и задающего сигнала r(t) (рис. 1), можно представить в виде (1):

$$\frac{d}{dt}x_{ex} = A_{iex}x_{ex} + B_{iex}u + D_{iex}d,$$

$$y_{ex} = C_{ex}x_{ex},$$

$$z = Hx,$$
(5)

а управляющий сигнал, представляющий собой обратную связь по выходу, как:

$$u_{ex} = -K_{ex}y_{ex} = -Ky - Lv,$$

где $y_{ex} = [y \ v]$, $x_{ex} = [x \ w]$, $K_{ex} = [K \ L]$ и т.д. Отметим, что в терминах расширенного описания пространства состояний объект/компенсатор, управление представляется в виде статической обратной связи $[K \ L]$ по выходу [4, 9], причем матрицы K и L выбираются в процессе синтеза системы управления в зависимости от качества слежения за сигналом r(t).

Постановка задачи и метод решения

Закон управления синтезируется с использованием только тех переменных, которые доступны для измерений, и имеет следующий вид:

$$u_{ex}(t) = -KCx - Lv, (6)$$

где *к* - матрица усиления в цепи обратной связи *L* - матрица усиления прямой связи, которые минимизируют квадратичный функционал качества вида:

$$J = \int_{0}^{\infty} ||z(t)||^{2} = \int_{0}^{\infty} \left(x_{ex}^{T} Q x_{ex} + u_{ex}^{T} R u_{ex} \right) dt, \qquad (7)$$

где $Q \ge 0$ и R > 0 - диагональные весовые матрицы по состоянию и управлению, соответственно. Выходной сигнал z(t), который используется для оценки качества управления, определяется выражением: $z = \begin{bmatrix} \sqrt{Q} & 0 \\ 0 & \sqrt{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ex} \\ u_{ex} \end{bmatrix}$.

Говорят, что внешние возмущения в системе подавляются с уровнем γ , если выполняется условие [3,9-11]:

$$\frac{\int_{0}^{\infty} ||z(t)||^2 dt}{\int_{0}^{\infty} ||d(t)||^2 dt} = \frac{\int_{0}^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt}{\int_{0}^{\infty} (d^T d) dt} \le \gamma^2$$
(8)

Таким образом, постановка задачи заключается в том, чтобы найти матрицы K и L, которые стабилизируют объект управления так, что при некотором $\gamma > 0$ выполняется условие (8). В работе [4] показано, что такая задача для некоторого множества моделей системы сводится к выполнению следующего алгоритма:

- 1. Начальные значения: задаем n = 0, L = 0; определяем γ, Q, R .
- 2. Решается неравенство (9) относительно *P*, (*n* номер итерации).

$$\begin{bmatrix} P_n A_{i_{ex}} + A_i^T {}_{ex} P_n + Q & P_n B_{i_{ex}} & P_n D_{i_{ex}} & L_n^T \\ B_i^T {}_{ex} P_n & -R & 0 & 0 \\ D_i^T {}_{ex} P_n & 0 & -\gamma^2 I & 0 \\ L_n & 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \le 0$$

Пересчет матриц K_{n+1} , L_{n+1} производится по формулам:

$$K_{n+1} = R^{-1} \left(B_{ex}^T P_n \right) C_{ex}^T \left(C_{ex} C_{ex}^T \right)^{-1}; \qquad L_{n+1} = R K_{n+1} C_{ex} - B_{ex}^T P_n.$$

3. Проверяем условие сходимости: $||K_n - K_{n+1}|| \le \varepsilon$. Если условие сходимости выполняется, алгоритм останавливается.

В результате выполнения данного алгоритма получаем коэффициенты усиления компенсатора и обратной связи по выходу.

Определение коэффициентов ошибок следящей системы

Качество работы такой следящей системы можно количественно определить с помощью величины ошибки слежения при различных типовых Выберем режимах. В качестве динамического компенсатора пропорционально-интегрирующее Наличие интегратора звено. В компенсаторе позволит свести к нулю установившуюся ошибку по положению. Структурная схема системы слежения с компенсатором показана на рис.2.



Рис. 2. Структурная схема системы слежения вращающегося БПЛА

с динамическим компенсатором

Ошибка системы зависит от передаточной функции системы по ошибке и от характера входного сигнала [12]: $e(p) = \Phi_e(p)G(p)$.

Имея передаточную функцию разомкнутой системы *W*(*p*), можно рассчитать передаточную функцию замкнутой системы по ошибке:

$$\Phi_e(p) = \frac{1}{1 + W(p)}.$$
(10)

Разложив передаточную функцию по ошибке (10) в ряд по возрастающим степеням комплексной величины *p*, и перейдя к оригиналу, получаем формулу для установившейся ошибки:

$$e(t) = A_0 x^{(0)}(t) + A_1 x^{(1)}(t) + \dots + A_k x^{(k)}(t) + \dots$$
(11)

где (k) – порядок производной. Коэффициенты $A_0, A_1, ..., A_k$... называются коэффициентами ошибок. Их можно определить согласно общему правилу разложения функции в ряд Тейлора [12].

Рассмотрим следующие типовые режимы: движение луча с постоянной скоростью; движение луча с постоянным ускорением. Если на вход системы поступает задающее воздействие, изменяющееся с постоянной скоростью $G_1(t) = g_{11}t$, то установившаяся ошибка системы (11) будет равна:

$$e_1(t) = A_1 g_{11} + A_0 g_{11} t.$$
(12)

Если на вход системы поступает задающее воздействие, изменяющееся с постоянным ускорением: $G_2(t) = g_{22}t^2$, то установившаяся ошибка системы будет равна:

$$e_2(t) = 2A_1g_{22}t + 2A_2g_{22}. \tag{13}$$

Передаточная функция объекта управления имеет вид [6]:

$$W_{OV}(p) = \frac{n_1 p + n_2}{p^3 + k_1 p^2 + k_2 p}$$
(14)

Передаточная функция замкнутой системы, представленной на рис. 2, по ошибке (10) будет равна:

$$\Phi_{e}(p) = \frac{p(1 + K_{z}W_{HM}W_{OY})}{p(1 + K_{z}W_{HM}W_{OY}) - (K_{e}p + K_{I})W_{HM}W_{OY}},$$

где K_e – коэффициент усиления ошибки слежения, K_I – коэффициент усиления интеграла от ошибки слежения, K_z – коэффициент статической обратной связи по выходу, W_{EI} (*p*) – колебательное звено второго порядка.

В результате вычислений получим следующие выражения для определения величин коэффициентов ошибок по положению, по скорости и по ускорению соответственно:

$$A_0 = 0; \quad A_1 = K_z / K_I; \quad A_2 = (k_{u3}k_2K_I - K_zn_2(K_z + K_e))/(K_I^2n_2).$$
(15)

. . . .

Таким образом, из (15) следует, что система обладает астатизмом первого порядка.

Пример

Рассмотрим работу бокового канала вращающегося БПЛА с такими параметрами [5,11]: масса m = 14.26 кг, момент вокруг вертикальной оси $Iz = 0.827 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, площадь крыльев $S = 0.00769 \text{ m}^2$, длина L = 0.896 m. В работе [6] предложен способ получения математической модели вращающегося БПЛА, согласно которому передаточные функции (13) номинальной (при скорости V = 256 м/c) и возмущенной моделей (при скорости V = 377.7 м/c) [6] имеют вид:

$$W_n^{\text{sinf}} = \frac{0.062p + 23710}{p^3 + 6.887p^2 + 91970p} \qquad W_p^{\text{sinf}} = \frac{0.097p + 113800}{p^3 + 14.33p^2 + 241200p}.$$
 (16)

Уровень подавления шумов γ для задачи синтеза следящей системы принято 0.92. В результате итерационного решения ЛМН (9) получены следующие значения коэффициентов усиления: $K_z = 0.0748$, $K_e = 2.4643$, $K_I = 0.5981$.

Для рассматриваемой следящей системы коэффициенты ошибок (15) номинальной и параметрически возмущенной моделей будут равны:

$$A_{1n} = 0.1251$$
 c; $A_{2n} = 5.9545$ c²; $A_{1p} = 0.1251$ c; $A_{2p} = 3.0128$ c².

Установившаяся ошибка (12), (13) синтезированной системы слежения будет равна:

– при движении луча со скоростью 3 м/с:

$$e_{1n}(t) = 0.3752 \text{ M}, \ e_{1p}(t) = 0.1962 \text{ M}.$$
 (17)

– при движении луча в боковой плоскости с постоянным ускорением 0.1 м/с²:

$$e_{2n}(t) = 0.025t + 1.019$$
 M, $e_{2p}(t) = 0.025t + 0.603$ M. (18)

Полученные в результате моделирования изменение ошибок, а также их расчетное значение для случая движения луча с постоянным ускорением представлено на рис. 3–5.





Рис. 3. Изменение ошибки при движении луча со скоростью 3 м/с:

1 — номинальная модель;

2 – параметрически возмущенная модель. Рис. 4. Изменение ошибки при движении луча с ускорением 0.1 м/с²: расчетное значение (--), результаты моделирования (—) для номинальной модели

Рис. 5. Изменение ошибки при движении луча с постоянным ускорением: расчетное значение (--), результаты моделирования (—) для параметрически возмущенной модели

Как видно из рис. 3 и выражения (17) величина сигнала ошибки для случая движения луча с постоянной скоростью, устанавливается со временем и характеризуется достаточно малым значением. В случае движения луча с постоянным ускорением (18), значение установившейся ошибки (рис. 4, рис.5) линейно нарастает со временем, однако накопившееся значение за время полета БПЛА не превышает допустимых границ.

В работах [4,9] приведена методика синтеза статической обратной связи по выходу на основе ЛМН, которая отличается от приведенного выше алгоритма отсутствием матрицы L, так как была поставлена задача стабилизации при действии внешних возмущений. Полученный коэффициент усиления обратной связи при уровне подавления шумов $\gamma=0.92$: K = 2.0214. Для сравнения работы системы слежения и системы стабилизации при различных типах входных сигналов рассчитаны величины ошибок номинальной системы стабилизации. Значения ошибок системы слежения и системы стабилизации за время t = 15 секунд представлены в табл.1.

Табл. 1.

Модель	Система слежения		Система стабилизации	
	Ошибка при	Ошибка* при	Ошибка при	Ошибка* при
	движении	движении луча	движении	движении луча
	луча со	с ускорением	луча со	с ускорением

Величины ошибок систем

	скоростью 3	0.1 м/c ²	скоростью 3	0.1 м/с ²
	м/с		м/с	
Номинальная	0.3752 м	1.3940 м	5.7567 м	5.6409 м
Параметрически возмущенная	0.1962 м	0.9780 м	3.1455 м	3.0297 м

* Расчетное значение, полученное за время t = 15 секунд.

По результатам, представленным в таблице 1 можно сделать вывод о том, что система стабилизации не обеспечивает требуемого качества управления при различных типах входных сигналов. Кроме того, использование следящей системы увеличивает точность более чем на порядок при движении луча с постоянной скоростью, и в несколько раз – при движении луча с постоянным ускорением. Таким образом, наличие компенсатора в контуре управления хотя и усложняет систему, но позволяет отрабатывать входной сигнал с требуемой точностью.

Выводы

Рассмотрена методика синтеза следящей системы для вращающегося БПЛА на основе линейных матричных неравенств. Внешние возмущения в системе гасятся системой с наперед заданным уровнем $\gamma > 0$. С целью оценки качества работы следящей системы произведен расчет коэффициентов ошибок. Получены выражения для определения характера изменения ошибок системы слежения при различных типовых режимах. Проведено сравнение точности системы слежения и системы стабилизации. Результаты моделирования и полученные численные характеристики показывают высокую эффективность работы синтезированной следящей системы.

Список литературы

1. *Дмитриевский А.А.* Прикладные задачи теории оптимального управления движением беспилотных летательных аппаратов / Дмитриевский А.А., Лысенко Л.Н. – М.: Машиностроение, 1978. – 328 с.

2. Боднер В.А. Теория автоматического управления полетом. – М.: Наука, 1964. – 576 с.

3. *Gadewadikar J.* Aircraft Flight Controller Tracking Design Using H-Infinity Static Output-Feedback / J. Gadewadikar, F. Lewis // Transactions of the Institute of Measurement and Control.– 2006.–Vol. 28.– No.8.– pp. 429–440.

4. *Komnatska M.M.* Linear Matrix Inequality Based Design of Flight Control System Combined with Fuzzy Tuning / Komnatska M.M. // Вісник НАУ. – 2010. – №3. – С. 25-34.*Boyd S.* Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory

/ S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan. – Philadelphia, PA SIAM, 1994. – 416 p.

5. *McLean D.* Automatic Flight Control Systems / McLean D. – Prentice Hall Inc., Englewood Cliiffs, 1990. – 593 p.

6. *Басанец О.П.* Моделирование процесса наведения по лучу вращающегося твердого тела / О.П. Басанец, А.А. Туник // Електроніка та системи управління. – 2010. – № 4. – С.147–154.

7. Aliev F.A. Parametrization of Set of Stabilizing Controllers in Mechanical Systems /F.A. Aliev, Larin V.B. // International Applied Mechanics. -2008. - Vol.44, No6. - p.559-618.

8. *Scogestad S.* Multivariable Feedback Control / Scogectad S., Poslethwaite I. – John Wiley&Sons, 1997. – 559 p.

9. *Basanets O.P.* LMI - Based Static Output Feedback Design For Rotating Solid Body / A.A. Tunik, O.P. Basanets, M.M. Komnatska // Ist International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control, Kyiv. – p.88-90

10. *Баландин Д.В.* Синтез оптимальных линейно-квадратичных законов управления на основе линейных матричных неравенств / Д.В. Баландин, М.М. Коган // Автоматика и телемеханіка. – 2007. – № 3. – С. 3–18.

11. *Toscano R*. Design of a Robust Static Output Feedback Controller in the Case of Multiple Parametric Uncertainties / R. Toscano and P. Lyonnet // Transactions of the Institute of Measurement and Control.– 2007.–Vol. 29.– No.1.– pp. 71–75.

12. Радиоавтоматика: [учеб. для вузов] / Зайцев Г.Ф., Арсеньев Г.Н., КривуцаВ.Г., Бугач В.П. – К.: ГУИКТ.– 523 с. – (Теория линейных непрерывных систем автоматического управления: т.1).

ВИБІР ПЕРІОДУ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ В ЦИФРОВИХ СИСТЕМАХ Цірук В.Г. Збруцький О.В., Маляров С.П., Янкелевич Г.Є.

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут"

ПАТ "НВО "Київський завод автоматики ім. Г.І. Петровського"

Вступ

Період дискретизації в цифрових системах керування чи обробки інформації може бути визначений із теореми Котельникова – Шеннона та необхідності забезпечення стійкості цифрових систем. В той же час досвід створення цифрових систем керування показує, що період дискретизації сигналів, визначенний із зазначеної теореми, потребує суттєвого зменшення для забезпечення належної якості роботи цифрових систем. Тому для розрахунку необхідного періоду дискретизації потрібно розробити більш досконалу методику визначення такого періоду.

Постановка задачі

Розробити методику визначення періоду дискретизації процесів в цифрових системах, яка б давала можливість знайти такий період, при якому задовольнялась більш висока точність визначення Z - перетворення з дискретного перетворення Лапласа передаточних функцій цифрових систем, ніж при визначенні періоду дискретизації по теоремі Котельникова-Шенона.

Математичні засади

Розглянемо перетворення функцій, які застосовуються при дослідженні цифрових систем керування, а саме дискретне перетворення Лапласа [1]

$$G^{*}(s) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-sTn} g(nT),$$
(1)

де $s = \sigma + j\omega$ - комплексна зміна, *T* - період дискретизації, n = 1, 2, ..., a також *Z* - перетворення

$$G_{z}^{*}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} z^{-Tn} g(nT), \qquad (2)$$

де $z = e^{T_s}$. Якщо відомо зображення $G^*(s)$ деякої решіткової функції, то відповідне зображення $G_z^*(z)$ може бути знайдено за допомогою заміни комплексної змінної *s* по формулі

$$s = \frac{1}{T} LnZ \,. \tag{3}$$

Визначимо області сходимості рядів (1) та (2). Для цього застосуємо теореми, які випливають з теореми Коши-Адамара [1], а саме: ряд (2) сходиться абсолютно в кожній точці кола

$$\left|e^{-s\dot{O}}\right|\langle R\,,\tag{4}$$

сходиться рівномірно в кожному колі $|e^{-s\dot{O}}| \leq R_1 \langle R$ і расходиться в області $|e^{-s\dot{O}}| \langle R$, де $\frac{1}{R} = \lim_{n \to \infty} \sqrt[n]{|g(n)|}$. Умова $|e^{-s\dot{O}}| \langle R$ абсолютної сходимості ряду (2) еквівалентна умові $\operatorname{Re} s \geq \frac{1}{\dot{O}} \ln \frac{1}{R}$, тобто внутрішня частина кола сходимості ряду (2) в області комплексної змінної $e^{-s\dot{O}}$ переходить в на півплощину $\operatorname{Re} s \geq \frac{1}{\dot{O}} \ln \frac{1}{R}$ комплексної змінної s. Звідки для ряду (1) випливає така теорема: ряд (1) сходиться абсолютно в кожній точці напівплощини $\operatorname{Re} s \rangle \sigma_c$, сходиться рівномірно в кожній напівплощині $\operatorname{Re} s \geq \sigma_1 \rangle \sigma_c$ і расходиться в на півплощини $\operatorname{Re} s \rangle \sigma_c$, астодиться в кожній напівплощині $\operatorname{Re} s \geq \sigma_1 \rangle \sigma_c$ і расходиться в на півплощині $\operatorname{Re} s \langle \sigma_c, \rangle$ де $\sigma_{\tilde{n}} = \frac{1}{\dot{O}} \ln \lim_{n \to \infty} \sqrt[n]{|g(n)|}$. Величина $\sigma_{\tilde{n}}$ називається абсцисою абсолютної сходимості.

Таким чином, умова сходимості ряду (2), яка визначається виразом (4), з урахуванням необхідної умови стійкості Z-перетворення передаточної функції цифрової системи $|z| \le 1$ разом визначають такі межи для |z|, а саме

$$\frac{1}{R}\langle |z| \le 1.$$
(5)

Для того, щоб при підстановці в функцію $G^*(s)$ змінної *s* з виразу (3) одержати *Z*-перетворення цієї функції у вигляді відношення двох многочленів, необхідно праву частину (3) розкласти в степеневий ряд.

Виконавши розкладання в ряд функції LnZ, будемо мати

$$s = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{n} (z-1)^n,$$
(6)

де умовою сходимості цього ряду є нерівність [2]

$$|z-1|\langle 1.$$
(7)

Перетворемо цю нерівність, враховуючи, що $z = e^{(\sigma + j\omega)T}$. Матимемо

$$\left| e^{\sigma T} (\cos \omega T + j \sin \omega T) - 1 \right| \langle 1.$$
(8)

Вираз (8) після перетворень набуває вигляду $\cos \omega T \rangle 0,5|z|$. Звідки випливає така нерівність

$$T\langle \frac{\arccos 0, 5|z|}{\omega},\tag{9}$$

де приймемо, що $\omega = 2\pi f$ - максимальна частота в спектрі сигналу.

Враховуючи, що функція в правій частині нерівності (9) монотонна по аргументу |z|, підставимо в цю нерівність крайні значення нерівності (5). Будемо мати при |z| = 1

$$T\langle \frac{1}{6f},\tag{10}$$

при $|z| = \frac{1}{R} T \langle \frac{\arccos \frac{0,5}{R}}{2\pi f}$. Оскільки з виразу (5) випливає, що $R \rangle 1$, то при

другому крайніму значенні $\arccos 0 = \frac{\pi}{2}$ і $T \langle \frac{1}{4f}$. Таким чином, період дискретизації сигналів в цифрових системах доцільно вибирати з нерівності (10). Для порівняння по теоремі Котельникова-Шенона $T \langle \frac{1}{2f}$. Цей висновок має таке фізичне пояснення, а саме при виборі періоду дискретизації згідно

формули (10) на одну напівхвилю коливань з максимальною частотою в спектрі сигналу приходиться не менше ніж три заміри, які визначають амплітуду та період коливань з належною точністю. По теоремі Котельникова-Шенона – один замір сигналу.

Комп'ютерне моделювання

Порівняємо амплітудно та фазо-частотні характеристики (АФЧХ) аперіодичної ланки з передаточною функцією $F(s) = \frac{1}{1 + T_0 s}$, де $T_0 = 2c$. та ії

z- перетворень $F(z) = \frac{0,5T(1+z^{-1})}{0,5T+T_0+(0,5T-T_0)z^{-1}}$, одержаних за допомогою заміни в функції F(s) аргументу s^{-1} наближенням виразу (5), а саме $s^{-1} = \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1}$. Ці перетворення дорівнюють $F_1(z) = \frac{0,0244(1+z^{-1})}{1-0,95z^{-1}}$ при T = 0,1c. та $F_2(z) = \frac{0,07(1+z^{-1})}{1-0,86z^{-1}}$ при T = 0,3c.

Періоди дискретизації T визначені виходячи з того, що максимальна частота в спектрі сигналу, який обробляється наведеними передаточними функціями, не перевищує $10 \frac{\partial \dot{a}\ddot{a}}{\tilde{n}}$. При цьому використання виразу (10) дає T = 0, 1c., а теорема Котельнікова-Шенона - T = 0, 3c.

Амплітудно та фазо-частотні характеристики функцій $F(s), F_1(z), F_2(z)$ наведені на рис. 1, 2, 3.



Рис. 2. АФЧХ функції $F_1(z)$.



Рис. 3. АФЧХ функції $F_2(z)$.

З наведених рисунків можна бачити, що краще наближення до АФЧХ функції F(s) в діапазоні частот до $10 \frac{\partial \dot{a}\ddot{a}}{\tilde{n}}$ має АФЧХ функції $F_1(z)$ ніж $F_2(z)$.

В таблиці наведені співвідношення між фазою та відносною амплітудою на частоті $10,3 \frac{\delta \dot{a} \ddot{a}}{\tilde{n}}$ для зазначених функцій, а також функції $F_3(z) = \frac{0,01(1+z^{-1})}{1-0,98z^{-1}}$, яка одержана при T = 0,04c.

Функція	Фаза	Відносна
(T c.)	(угл. град.)	амплітуда
F(s) (0)	-87,2	0,0485
$F_2(z)(0,3)$	-89,9	0,00224
$F_1(z)(0,1)$	-87,4	0,0444

Таблиця

$F_3(z)(0,04)$	-87,2	0,0487

З наведених в таблиці даних можна бачити, що при виборі періоду дискретизації з виразу (10) підвищується точність обробки сигналу. Подальше зменшення періоду дискретизації суттєвого підвищення точності не дає.

Висновок

Період дискретизації сигналу в цифрових системах керування не повинен перевищувати величини, яка визначається такою нерівністю $T\langle \frac{1}{6f}$, де f-максимальна частота в спектрі сигналу.

- 1. Чемоданов Б. К. Математические основы теории автоматического регулирования- М.: Высшая школа, 1971,- 808 с.
- 2. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов.- М.: Наука, 1981, 720с.

УДК: 629.783

МАХОВИЧНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ МІКРОСУПУТНИКОМ Якимов С.О., Буревич А.О.

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут"

Вступ

Точність стабілізації мікросупутника (МС) забезпечується прикладенням до нього керуючих моментів пасивними, активними та комплексними методами [1,2]. Двигуни-маховики застосовуються для трьохосної та одноосної стабілізації. В той же час постійна потреба підвищення точності системи керування вимагає вдосконалення та пошуку нових методів підвищення точності системи керування.

Постановка задачі

Розглянемо метод підвищення точності стабілізації, який полягає у встановленні на МС двигуна, кінетичний момент ротора якого за ідеальної стабілізації збігається з вектором орбітальної кутової швидкості МС. Також розглядається проблема впливу тертя в опорах двигуна-маховика на точність його стабілізації. Для відпрацювання алгоритмів роботи МС необхідно провести напівнатурне моделювання роботи його систем.

Вплив сухого тертя в опорах маховика на точність стабілізації мікросупутника та методи компенсації цього впливу

В цій частині розглядається одновісна система кутової стабілізації мікросупутника с двигунами-маховиками (Рис.1). Зроблено аналіз впливу моменту тертя в опорах двигунів-маховиків на точність системи стабілізації. Також приведені методи компенсації впливу тертя на точність стабілізації мікросупутника.



Рис.1 Одновісна система кутової стабілізації мікросупутника с двигунами-маховиками (по вісі тангажу)

Рівняння руху мікросупутника по вісі тангажу має вид:

$$I_c \cdot \ddot{\mathcal{G}} + f \cdot \dot{\mathcal{G}} + K \cdot \mathcal{G} = M_e + M_m \tag{1}$$

Для оцінки впливу тертя на точність потрібно знайти рішення рівняння (1).

Результати моделювання такої системи кутової стабілізації з параметрами: $I_c = 1.4\kappa \cdot m^2$, $I_M = 10^{-4} \kappa \cdot m^2$, $f = 0.006 H \cdot c / pad$, $K = 0.0006 H \cdot m / pad$, $M_m = 10^{-5} H \cdot m$, $M_e = M_o \cdot \sin \omega_o t$, $M_o = 2 \cdot 10^{-5} H \cdot m$, $\omega_o = 0.0011 pad / ce\kappa$ показані на рис.2. Видно, що при проходженні маховика через мертву зону виникають власні коливання супутника.

На рис.2 показані два графіки кута відхилення супутника:

- при наявності моменту сухого тертя;

- коли сухе тертя відсутнє;



Рис.2 Кут відхилення мікросупутника при наявності моменту сухого тертя, та коли тертя відсутнє

Далі нами буде запропоновано метод компенсації тертя якої дозволив не тільки повністю виключити статичну похибку і залипання маховика але і прибрати коливання системи що є важливим.

Новим було введення в схему затримку основного сигналу на ΔT (сек) і підсумовуванням його з різницевим сигналом. На рис.3 показана схема з модифікованою динамічною компенсацією тертя.



Рис.3 Структурна схема системи стабілізації з модифікованою динамічною компенсацією тертя

З рис.4 дуже добре видно що робота системи стабілізації така як при відсутності моментів тертя. Значить запропонований нами метод дозволив виключити абсолютно всі негативні впливу тертя на точність системи стабілізації мікросупутника:

- прибрана статична похибка;

- прибрано коливання системи.



Динаміка мікросупутника при використанні тангажного двигунамаховика

Рух МС будемо розглядати в орбітальній системі координат (ОСК) OX₀Y₀Z₀ (рис.5), де ω₀ – орбітальна кутова швидкість [3,4].



Рис.5 Супутник в ОСК

У цьому випадку лінеарізовані рівняння руху приймуть вигляд

$$I_{z}\ddot{\psi} - N_{1}\dot{\phi} + N_{2}\psi = M_{z};$$

$$I_{y}\ddot{\theta} + N_{4}\theta = M_{y} - \dot{H};$$

$$I_{z}\ddot{\phi} + N_{z}\dot{\psi} + N_{z}\phi = M.$$
(2)

де I_x, I_y, I_z - осьові моменти інерції МС.

 $M_x, M_y, M_z\,$ - моменти сил , що діють на МС відносно осей;

$$N_{1} = H - I_{1}\omega_{0}; N_{2} = (H + I_{2}\omega_{0})\omega_{0}; N_{3} = (H + 4I_{3}\omega_{0})\omega_{0};$$

$$N_{4} = 3I_{4}\omega_{0}^{2}; I_{1} = I_{z} + I_{x} - I_{y}; I_{2} = I_{y} - I_{x}; I_{3} = I_{y} - I_{z}; I_{4} = I_{x} - I_{z};$$

Зазначимо, що з точки зору гіроефекту, наявність гіроскопічних моментів $H\omega_0\psi, H\omega_0\varphi$ аналогічна наявності напрямного гіроскопічного моменту у гіроскопа, встановленого на Землі, що обертається. Ці моменти

намагаються «сумістити» кінетичний момент з кутовою швидкістю обертання Землі. Так як вектор кутової швидкості ω_0 є нерухомим у просторі, де означає, що гіроскопічні моменти $H\omega_0\psi$, $H\omega_0\phi$ «прив'язують» МС до площини орбіти, хоча і не обмежують його руху в площині орбіти.

У другому рівнянні системи (2) присутній момент *H*. Цей момент керування створюється за рахунок зміни кінетичного моменту тангажного двигуна-маховика. Це означає, що точність підвищується за кутами рискання, тангажу та крену.

При моделюванні руху МС з тангажним двигуном-маховиком в системі МАТLAВ отримані залежності похибок стабілізації по всім трьом каналам керування (див. рис.6). Пунктирна лінія – відповідає каналу рискання, штрих пунктирна лінія - відповідає каналу крену, суцільна лінія – відповідає каналу тангажу.



Рис.6 Похибка стабілізації по трьом каналам керування

Використання тангажного двигуна-маховика є ефективним, оскільки він дозволяє стабілізувати МС по трьом вісям, та самостійним засобом підвищення точності стабілізації МС. Використання тангажного двигунамаховика можливе лише при використанні магнітних котушок в системі стабілізації МС.

Напівнатурне моделювання системи керування орієнтацією МС

Для виконання експериментів з дослідження алгоритмів СОС МС імітація датчиків первинної інформації на борту здійснюється на основі інерціального блоку ADIS16405 фірми Analog Devices, в склад якого входять магніторезистивний магнітометр, MEMS-акселерометр і MEMS-датчик кутової швидкості.

На рис.7 наведено фотографію та схему стенда напівнатурного моделювання СОС МС, який являє собою підвішену на струні платформу, на якій встановлено прототип бортового обчислювача, та імітатори виконавчих органів (двигунів-маховиків) і датчиків первинної інформації (імітатор ДКС, магнітометр і датчик кутової швидкості).



Рис.7. Структурна схема макету СОС МС з каналом телеметрії

Для формування моменту керування використовується лише вертикальна складова вектора кутової швидкості платформи і кут її повороту відносно вертикальної осі. Зважаючи на це, вираз для формування моменту керування запишемо у вигляді:

$$\tau_{wheel} = -K_{\omega}^{z}\omega_{z} - K_{\psi}\psi \; .$$

На рис.8 наведено графік зміни кута повороту платформи при відпрацюванні стрибкоподібного задавального сигналу, а на рис.9 наведено графік зміни кінетичного моменту електродвигуна при цьому.



Рис.8. Графік зміни кута повороту платформи



Рис.9. Графік зміни кінетичного моменту електродвигуна

Як видно з наведених графіків реалізований алгоритм маховичного керування дозволяє забезпечити задану якість перехідного процесу повороту платформи, забезпечуючи при цьому точність стабілізації кутового положення на рівні 0.5°.

Висновки

Використання тангажного двигуна-маховика є ефективним та самостійним засобом підвищення точності стабілізації МС. Моделювання його роботи у складі системи керування МС показало, що вдалося досягти точної стабілізації кутового положення по всім трьом осям. Із розглянутих методів компенсації сухого тертя найкращий результат дає динамічна компенсація, але цей метод не дозволяє компенсувати в'язке тертя, якщо таке присутнє. Для цього було виконано модифікацію цього метода шляхом додавання елементу затримки сигналу. Модифікований метод динамічної компенсації дозволив прибрати весь негативний вплив не тільки сухого тертя а й ще в'язкого на точність системи стабілізації мікросупутника.

Напівнатурне моделювання роботи СОС МС дало смогу відпрацювати алгоритми його роботи під час дії на платформу реальних збурюючих моментів. Система показала свою роботоздатність, вдалося досягти точності стабілізації 0.5°.

Список використаної літератури

- Каргу Л.И. Системы угловой стабилизации космических аппаратов -М.: Машиностроение, 1980.-172с., ил.
- Алексеев К.Б., Бебенин Г.Г. Управление космическими летательными аппаратами. – М.: Машиностроение, 1974. – 344с.
- Kim B.J., Lee H., Choi S.D. Three-axis reaction wheel attitude control system for KitSat-3 microsatellite // Satellite Technologi Research Center, KAIST. – Taejon, Korea 2010. – 6c.
- Oliver L. de Weck. Attitide Determination and Control // Department of Aeronautics and Astronautics Massachusetts Institute of Technology. – Massachusetts 2001. – 1030c.

КАЛМАНОВСКАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ. ПРЕДЫСТОРИЯ И СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ

Степанов О.А.

ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», Россия

В 2010 году отмечался восьмидесятилетний юбилей одного из основателей современной теории управления Рудольфа Эмиля Калмана. Вклад Р. Калмана в теорию управления широко известен и описан в многочисленных публикациях и изданиях. Так, уже к шестидесятилетнему юбилею Р. Калмана в 1990 г., был выпущен специальный сборник «Математическая теория систем. Влияние Р. Калмана». В него вошли работы ведущих ученых, описывающих вклад Р. Калмана в различные области теории систем, управления и фильтрации. В 2001 г. под общей редакцией Т. Базара вышло специальное издание «Двадцать пять основополагающих статей в управлении (19321982)». Этот объемный труд был подготовлен по инициативе «Общества по управлению» Института инженеров по электротехники и электронике (IEEE) в целях определения наиболее значимых результатов, полученных в весьма важный период развития теории управления. В редакционную комиссию этого сборника вошли более десятка крупнейших ученых из разных стран. В сборник были включены статьи Х. Найквиста, Н.Винера, Л.С.Понтрягина, В.А. Якубовича и ряда других известных ученых. Причем Р. Калман оказался единственным, у кого для этого издания было отобрано три статьи, при этом две из них были написаны в возрасте 30 лет.

Р. Калман неоднократно бывал в Советском Союзе, а в последствии и в России. Здесь высоко оценивают его достижения. Наиболее важные статьи и книги Р. Калмана оперативно переводились на русский язык и хорошо известны специалистам.

В предлагаемом докладе в основном затронуты два вопроса. Один из них касается некоторых предпосылок и последствий получения одного из

101

наиболее важных результатов Р. Калмана, связанного с созданием рекуррентной оптимальной процедуры оценивания, получившей впоследствии наименование – фильтр Калмана. Второй творческие контакты Р. Калмана с учеными Советского Союза и России. В докладе также приводятся основные биографические данные о Р. Калмане и кратко анализируются основные тенденции в развитии методов теории фильтрации в приложениях к задачам обработки навигационной информации.