Зміст

О.Н. Апончукова. Алгоритм компенсации температурного дрейфа нуля микромеханического гироскопа
Балабанов И.В., Балабанова Т.В. Темляков Н.А. Оптимальные параметры двухрамочного упругого подвеса с одноколечной схемой сборки в динамически настраиваемом гироскопе
И. В. Балабанов, Кутняков Д. В. Оптимизация упругого подвеса камертонного микромеханического гироскопа
Бондаренко О. М., Казнадій О. В. Гіроскопічні ефекти в пасивних мікроелектронних датчиках кутової швидкості
Бондаренко Е.А., Вахлаков А.Ю., Кошевой В.В., Ридила А.С., Сладкий А.М. Результаты испытаний инерциальных измерительных модулей на основе лазерных гироскопов
Водяных А.А. Перспективные направления развития навигационных технологий и оборудования ГП «Оризон-Навигация»
Возний В. В., Апостолюк В. О. Вплив температури на динаміку коріолісового вібраційного гіроскопаюю
Гребенщиков Д. В., Никифоров В. М. Построение акселерометров с реллейно-импульсной системой (РИС) в обратной связи
Данченко А.В., Фирсов С.Н., Нгуен Ван Тхинь. Анализ применения фильтра Калмана для фильтрации сигналов MEMS статически неустойчивых летательных аппаратов
Джангиров М.В., Снигур А.К. Архитектура, компоненты и алгоритмы функционирования персональных навигационных систем
Еременко А.П., Снигур А.К. Нейросетевые методы оценивания погрешностей инерциальных навигационных систем
Збруцкий Ав, Иванов С.В., Муравьев В.В. Математическое моделирование хода осевого луча в моноблочной конструкции неплоского четырехзеркального резонатора
Kolomiiets O.L., Prokhorchuk O.V., Studzinska I.S. Simulation results of kalman-type combined observer of integrated SINS/SNS system
Кробка Н.И., Биденко А.И., Волынцев А.А., Трибулев Н.В., Черниченко В.С. Гироскопы на Бозе-Эйнштейна конденсатах: базовые технологии91
Кробка Н.И. Новый этап гироскопии на эффекте Саньяка: состояние работ и тенденции развития
Малышева Ю.А. Система навигации и ориентации летательного апарата на оптических датчиках

Маринич Ю. М., Гуменюк Ю. М. Зниження температурних дрейфів датчика кутової швидкості109
Мирошниченко И.В. Погрешности от неидеальности оператора сравнения статистических информационно-измерительных систем
Нестеренко О.И. Разработка малогабаритных систем ориентации в компании Inertial Labs, USA117
Олійник П. Б., Чердинцев О. О. Комплекс для автоматичного калібрування датчиків вібрації
Панов А.П. О применении ненормированных кватернионов, пятимерных векторов вращений и их алгебр в задачах инерциальной ориентации
Рижков Л.М., Степуренко Д.І. Дослідження інструментальних похибок двовекторного алгоритму визначення орієнтації
Снигур А.К. Бесплатформенный магнито-гравиинерциальный комплекс позиционирования и разведки автономного малоразмерного подводного планера
Улітко І.А., Улітко А.Ф. Про особливості розрахункової моделі вібраційного гіроскопа камертонного типу з використанням біморфних п'єзокерамічних елементів153
Черняк Н.Г., Жовнир Н.Ф., Черненко Д.В. Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин для информационно-измерительных систем
Черняк М.Г., Литвинова Ю.О. Математична модель газового демпфування коливань чутливих елементів маятникових компенсаційних акселерометрів з ємнісним датчиком кута
Рахмуни М., Збруцкий А.В., Страшинский Я. Характеристики безопасных параметров движения автомобиля176
Збруцкий А.В., Канченко В.А., Карнаушенко Р.В., Мариношенко А.П., Чепур Н.Л. Экспериментальное исследование двухосного гироскопа для беспилотных самолетов
Лаврущенко О. М. Визначення навігційних даних цільового об'єкту з відеозображення

УДК 531.383

ОПТИМИЗАЦИЯ УПРУГОГО ПОДВЕСА КАМЕРТОННОГО МИКРОМЕХАНИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА И.В.Балабанов, Кутняков Д.В. Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

Введение

Перспективность микромеханических датчиков (ММД) в настоящее время не вызывает сомнений, и работы в направлении улучшения их конструкции ведутся все возрастающими темпами. Среди факторов, благодаря которым ММД имеют преимущества по сравнению с датчиками других типов, можно выделить миниатюрность, минимальное энергопотребление и низкую себестоимость при массовом производстве.

Одной из наилучших конструкций ММД является камертонный микромеханический гироскоп (КММГ). Он производится из монокристаллического кремния и имеет линейные размеры механической части в пределах 1 мм [1].

Постановка задачи

В качестве объекта исследования рассматривается камертонный микромеханический гироскоп с упругим подвесом, для которого решается задача оптимального проектирования.

На основании анализа математической модели КММГ формулируются требования к параметрам упругого подвеса, выбирается функция цели и ограничения.

Математическая модель КММГ

На рисунке 1 показана конструкция механической части КММГ, которая состоит из двух инерционных масс (ИМ), закрепленных в упругом подвесе.

В свою очередь упругий подвес КММГ состоит из поперечных (параллельных оси Oy_0) и продольных (параллельных оси Ox_0) упругих элементов (УЭ). При этом в состав поперечных УЭ входят боковые (присоединенные к ИМ) и центральные (присоединенные к основанию) элементы. Продольные УЭ соединяют поперечные элементы между собой.

Принцип работы КММГ известен [1]. В направления оси Ox_0 с помощью электростатических виброприводов возбуждается колебательное движение двух ИМ в противофазах. Эти колебания ИМ совместно с переносной угловой скоростью основания Ω_y обусловливают возникновение кориолисовых сил инерции, приложенных к центрам масс ИМ и направленных параллельно оси Oz_0 . Обусловленные кориолисовыми силами инерции поступательные перемещения (параллельные оси Oz_0) двух ИМ измеряются емкостными датчиками перемещений, съем сигнала из которых осуществляется по дифференциальной схеме.



Рис.1. Схема механической части КММГ

С целью исключения громоздких аналитических решений рассмотрим случай симметричной конструкции КММГ.

Исследования показывают, что взаимосвязанные дифференциальные уравнения, описывающие антисимметричное движение ИМ, в случае выбора в качестве переменных относительного линейного перемещения двух ИМ $u_z = u_{z1} - u_{z2}$ и суммарного углового перемещения ИМ $\vartheta_y = \vartheta_{y1} + \vartheta_{y2}$ будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} m\ddot{u}_{z} + f_{1}\dot{u}_{z} + c_{11}u_{z} + c_{12}\vartheta_{y} &= P_{z}^{*} + 4mu_{x0}\lambda_{0}\Omega_{y}\cos(\lambda_{0}t + \varphi_{0});\\ J\ddot{\vartheta}_{y} + f_{2}\dot{\vartheta}_{y} + c_{22}\vartheta_{y} + c_{21}u_{z} &= 0. \end{aligned}$$
(1)

 $J \sigma_y + J_2 \sigma_y + c_{22} \sigma_y + c_{21} u_z = 0.$ Здесь *m* и *J* - масса и момент инерции относительно оси $O_i y_i$ *i* -ой (i = 1, 2) ИМ;

 f_1 и f_2 - коэффициенты демпфирования;

*c*₁₁ и *c*₂₂ - коэффициенты линейной и угловой жесткости упругого подвеса;

 c_{12} и c_{21} ($c_{12} = c_{21}$) - коэффициенты линейно-угловой жесткости упругого подвеса;

 P_z^* - квазистатическая величина вредного воздействия, обусловленного технологическими факторами.

 u_{x0}, λ_0 и ϕ_0 - амплитуда, частота и начальная фаза возбуждаемых колебаний

Отметим, что в соответствии с принципом работы КММГ измеряемая им величина является по сути относительным перемещением двух ИМ u_z .

Для улучшения характеристик КММГ его параметры подбирают таким образом, чтобы упруго-инерционные составляющие амплитуды u_{z0} доминировали над составляющими, обусловленными демпфированием. В этом случае фазовый сдвиг будет близким к нулю, а амплитуда вынужденной составляющей относительного перемещения ИМ будет определяться согласно выражению

$$u_{z0} \approx \frac{4u_{x0}\lambda_0 (\lambda_{2\Pi}^2 - \lambda_0^2)\Omega_{y0}}{(\lambda_1^2 - \lambda_0^2)(\lambda_2^2 - \lambda_0^2)}.$$
 (2)

Здесь $\,\lambda_1\,$ и $\,\lambda_2\,$ - частоты собственных незатухающих колебаний,

$$\lambda_{1,2} = \left[\frac{1}{2}\left(\frac{c_{22}}{J} + \frac{c_{11}}{m}\right) \mp \sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{c_{22}}{J} - \frac{c_{11}}{m}\right)^2 + \frac{c_{12}c_{21}}{mJ}}\right]^{\frac{1}{2}};$$
(3)

λ₂^Π - парциальная частота угловых колебаний ИМ,

$$\lambda_{2\Pi} = \sqrt{\frac{c_{22}}{J}}.$$
(4)

Учитывая выражения (3) и (4) для частот КММГ будет справедливо соотношение $\lambda_2 \approx \lambda_1 \approx \lambda_{2\Pi}$, тогда формулу (2), можем записать в следующем приближенном виде:

$$u_{z0} \approx \frac{4u_{x0}\lambda_0 \Omega_{y0}}{\left(\lambda_1^2 - \lambda_0^2\right)}.$$

Оптимизация упругого подвеса

Проведенные исследования позволили сформулировать следующие требования к проектируемому КММГ.

1. Демпфирование в КММГ должно быть не слишком большим ввиду существенного влияния на точность.

2. Для повышения разрешающей способности КММГ необходимо увеличивать амплитуду возбуждаемых колебаний u_{x0} .

3. Для увеличения полезного сигнала относительно квазипостоянной помехи, обусловленной технологическими факторами, необходимо повышать частоту возбуждаемых колебаний λ_0 .

4. Для повышения разрешающей способности КММГ необходимо подбирать достаточно близкими по величине частоты λ_0 и λ_1 возбуждаемых и измеряемых колебаний ИМ. Однако слишком близкие их величины приводят к существенной зависимости коэффициента передачи от нестабильной величины коэффициента демпфирования, а также от частоты угловых колебаний основания, что обусловливает сужение полосы пропускания.

5. Для выделения полезного сигнала относительно помехи необходимо применять соответствующую фильтрацию общего сигнала.

Для описания характеристик элементов упругого подвеса дополнительно вводятся следующие обозначения:

[σ] и ρ - допустимое напряжение и объемная плотность материала подвеса;

 h_{z1} - толщина пластины упругого подвеса;

 l_1 и h_{z1} - одинаковые длина с шириной и толщина ИМ.

Согласно сформулированным требованиям к подвесу в качестве функции цели, которая минимизируется, выберем величину, обратную амплитуде вынужденных первичных колебаний ИМ (амплитуда должна быть максимальной):

$$\Psi_0 \equiv \frac{1}{u_{x0(\text{max})}} = \frac{3Eh_{x1}}{[\sigma]l_1^2}.$$

При этом должны выполняться два ограничения.

Первое ограничение устанавливает минимальный предел на величину частоты собственных противофазных колебаний двух ИМ в направлении оси *Ох*

$$\lambda_{0(\min)} - \lambda_0 \leq 0$$
.

В свою очередь, второе ограничение устанавливает для поперечных боковых УЭ предел на величину отношения длины к толщине, который сохраняет в стержне свойство «преобладающего изгиба»,

$$N - \frac{l_1}{h_{x1}} \le 0,$$

где $N \approx 6$.

Введем переменные проектирования решаемой оптимизационной задачи

$$a_1 = \frac{h_{x1}}{l_1^2}; \quad a_2 = \sqrt{\frac{h_{x1}}{l_1}}$$

Тогда функция цели и функции ограничений примут вид

$$\Psi_0 \equiv \frac{3E}{[\sigma]}a_1; \quad \Psi_1 \equiv \lambda_{0(\min)} - 2\sqrt{\frac{E}{\rho}a_1a_2} \le 0; \qquad \Psi_2 \equiv Na_2^2 - 1 \le 0.$$

Оптимальное решение ($\overline{a} = \{\overline{a_1}; \overline{a_2}\}$) рассматриваемой задачи будет находиться при помощи необходимых условий Куна - Таккера, которые имеют следующий вид [3]:

$$\begin{split} \overline{V_i} &\geq 0, \ i = \overline{1,2} \ ; \\ \overline{V_i} \Psi_i \ (\overline{a}) &= 0, \ i = \overline{1,2} \ ; \\ \frac{\partial L \ (a, \overline{V})}{\partial a_j} \bigg|_{a &= \overline{a}} &= 0, \ j = \overline{1,2} \ , \end{split}$$

В результате решения поставленной оптимизационной задачи получаем следующие значения оптимальных параметров и функции цели:

$$\overline{h_{x1}} = \frac{2}{\lambda_{0(\min)}} \sqrt{\frac{E}{\rho N^5}}; \quad \overline{l_1} = \frac{2}{\lambda_{0(\min)}} \sqrt{\frac{E}{\rho N^3}}; \quad \Psi_0(\overline{a}) = \frac{3\sqrt{\rho NE}}{2[\sigma]} \cdot \lambda_{0(\min)}.$$

Таким образом оптимальное значение максимально допустимого перемещения будет составлять величину

$$\overline{u}_{x0(\max)} = \frac{2[\sigma]}{3\lambda_{0(\min)}\sqrt{\rho NE}}$$

Выводы

Полученные аналитические выражения оптимальных параметров показывают, что они определяются не геометрическими размерами УЭ, а их отношением. Таким образом размеры УЭ обусловлены только применяемой технологией изготовления.

Литература

1. Barbour N., Conelly I., Gilmore I. et al. Micro-electromechanical instrument and systems development at Draper Laboratory $// 3^{rd}$ St. Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. Part 1, CSRI "Elektropribor", May 1996. – P. 3-10.

2. Балабанов И.В., Збруцкий А.В. Методы и программное обеспечение расчета и оптимизации упругих подвесов навигационных датчиков. // 3-я Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам. Часть 2. ЦНИИ "Электроприбор", Май 1996, с. 215-222.

3. Аттеков А.В., Галкин С.В., Зарубин В.С. . Методы оптимизации: Учеб.для вузов / Под ред. В.С.Зарубина, А.П. Крищенко.-М.: Изд-во. МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2003.- 440 с.

УДК 531.768

ГІРОСКОПІЧНІ ЕФЕКТИ В ПАСИВНИХ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ДАТЧИКАХ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ Бондаренко О. М., Казнадій О. В. Національний технічний університет України «Київський політехнический інститут»

Вступ

Технології безпровідної передачі інформації останнім часом знаходять застосування при навігації та управлінні високоманевреними малогабаритними об'єктами, а також складних умовах для вирішення задач навігації та управління рухом транспортних засобів. Пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) мають робочі частоти радіо діапазону, що обумовлює їх широке використання в безпровідних системах

В сучасній науково-технічній літературі серед інформації про безпровідні вимірювачі фізичних величин практично відсутні матеріали про фізико-математичні основи побудови датчиків кутової швидкості (ДКШ) пасивного типу.

Гіроскопічний ефект в ПАХ викликає зміну швидкості ПАХ або її амплітуди. Визначимо величину зазначеного гіроскопічного ефекту та його вплив на амплітуду та фазу відбитого від пасивного датчика сигналу.

Фізичний ефект залежності швидкості ПАХ від кутової швидкості Ω обертання звукопроводу можна пояснити так. В хвилі, що біжить вздовж х1 (рис.1), рух частинок поверхні підкладки поляризовано - вони рухаються по еліптичній траєкторії із обертанням проти годинникової стрілки.

Для вектора обертання Ω коріолісова сила $F_C=2m_{eq}\Omega \times V$ радіально розтягує (рис.1, а) площину поляризації поблизу поверхні та радіально стискає її в глибині підкладки. Якщо більша частина поверхні підкладки обертається проти годинникової стрілки, то середня траєкторія руху частинок збільшується, а фазова швидкість хвилі зменшується.



Рис.1. Поляризація руху частинок поверхні в акустичній хвилі а) система координат на поверхні підкладки; б) сітка зміщень в ПАХ

Залежність частоти ПАХ-АГ від кутової швидкості Ω обертання звукопровода відома

$$f = f_0 - k_\Omega \cdot \Omega, \ \Delta f = -k_\Omega \cdot \Omega, \tag{1}$$

де k_{Ω} =0,6/(2 π)≈0,2 для кристала α-Si₂ ST-зріз. ST-зріз кварцу має найвищий коефіцієнт гіроскопічної чутливості разом з найменшим температурним коефіцієнтом частоти (при 20°С він дорівнює нулю).

Частота ПАХ-автогенератора визначається часом затримки в лінії затримки

$$\tau = L/V_{\varphi} \approx 1/f \tag{2}$$

де *L* -довжина лінії затримки (фізична), *V*₀ - фазова швидкість руху ПАХ.

З останнього рівняння виходить, що зміна частоти автогенератора під дією кутової швидкості відбувається саме через зміну фазової швидкості, оскільки фізично довжина лінії затримки не змінюється. Девіація частоти автогенератора від кутової швидкості буде малою, тому підставивши вираз (1) у вираз (2) і, використавши формули для наближеного визначення степеню суми с малим доданком, одержимо залежність часу затримки від кутової швидкості:

$$\tau_0 + \Delta \tau = 1/f_0(1 - k_\Omega \cdot \Omega/f_0) \approx \tau_0 (1 + \tau_0 k_\Omega \cdot \Omega),$$

де $\tau_0 = 1/f_0$ – початковий час затримки в лінії затримки, коли зовнішня кутова швидкість відсутня. Часові параметри відбитого сигналу залежать від зміни кутової швидкості не так суттєво, як від інших факторів - температури і механічних напружень [1], тому таку залежність з достатнім ступенем точності можна вважати лінійною:

$$\Delta \tau = \tau_0 S_\tau \Omega, \tag{3}$$

де $S_{\tau} = \tau_0 k_{\Omega}$ - коефіцієнт при кутовій швидкості.

Приріст другого часового параметру лінії затримки - фази $\Delta \varphi$ - пов'язаний зі зміною часу $\Delta \tau$ через кругову частоту $\omega_{WL}=2\pi f_{WL}$ надісланого сигналу, прямо пропорційний малому приросту кутової швидкості:

$$\Delta \varphi = 2\pi f_{\rm WL} \, \Delta \tau_0 = S_{\varphi} \, \Omega, \tag{4}$$

де $S_{\varphi} = 2\pi f_{\text{WL}} \tau_0^2 k_{\Omega}$ - чутливість до вимірюваної величини Ω .

Вирази (1), (3) та (4) показують зміну часових параметрів сигналу в лінії затримки від кутової швидкості.

В стоячій хвилі траєкторія руху частинок на поверхні не є замкненим еліпсом, а лише однією лінією (рис. 2, б), причому частинки в пучностях коливань рухаються виключно вздовж вертикалі (перпендикуляру до поверхні), а в вузлові точки рухаються майже по горизонталі (в площі підкладки). Тому зміни частотно-часових параметрів резонатору від кутової швидкості обертання підкладки не відбувається. Однак в стоячій хвилі має місце амплітудний гіроскопічний ефект.



Рис.2. Стояча хвиля: а) утворення хвилі; б) рух в хвилі.

Для настроювання системи реєстрації корисного сигналу окремо від системи збурення первинної хвилі в порожнині резонатора розміщують систему напилених точок (рис.3).

При кутовому обертанні підкладки на точки діє Коріолісова сила F_C (рис.3)

$$F_C = 2m_{eq}\overline{\Omega} \times \overline{V}, \qquad (5)$$

де Ω – кутова швидкість обертання підкладки, m_{eq} – еквівалентна маса точки, V – швидкість руху точки.

Оскільки швидкість V руху частинок змінна (періодична) та розподілена по поверхні згідно форми коливань, то і Кориолісова сила F_C змінна та розподілена по поверхні підкладки. Крапки спеціальним образом розподілені по поверхні так (рис.3), щоб ряди прилеглих крапок у первинної ПАХ коливалися в часі в протифазі, і викликали вторинну ПАХ II, перпендикулярну первинній.

Механічні напруження на поверхні підкладки у вторинній ПАХ внаслідок прямого п'єзоефекту перетворюються в електричний заряд на штирях ЗШП реєстрації. Електроди ЗШП реєстрації розташовують в пучностях (рис.4 а) або у вузлах (рис.4 б) генерованої стоячої ПАХ.

При обертанні підложки перпендикулярно до площини поляризації (рис. 4 б), тобто навколо осі 1 (х) обраної системи координат, виникають нормальні деформації в у пучностях (рис. 4 а), при обертанні подложки перпендикулярно до її поверхні виникають зсувні деформації у вузлах ПАХ (рис. 4, б).



Рис.4. Схеми вимірювання амплітудного датчика кутової швидкості: а) інерційні маси в пучностях первинної хвилі; б) інерційні маси в пучностях у вузлах первинної хвилі

Складові матриці п'єзоелектричних коефіцієнтів для таких деформацій будуть різними. Можливо підібрати таким чином зріз кристалу, щоб одна зі складових виявилась нульовою, щоб запобігти перехресному впливу невимірюваних проекцій вектору кутової швидкості на вихідний сигнал.

Максимальне переміщенння частинок вібруючої ділянки поверхні підкладки під дією Кориолісових сил згідно із законом Гука і з врахуванням виразу (5) буде

$$w_c^m = \frac{F_c}{c_{eq}} = \frac{2m_{eq}}{c_{eq}} \Omega^{UP} V_m, \tag{7}$$

где c_{eq} – еквівалентна жосткість коливальної ділянки, V_m – максимальна коливальна швидкість часток подложки. Коливальну швидкість V_m визначає амплітуда коливань w_m

$$V_m \approx w_m \omega_n.$$
 (8)

Якщо знехтувати різницею швидкостей звуку в матеріалі підкладки від напрямку, можемо записати

$$m_c/m_{eq}, \frac{m_{eq}}{c_{eq}} \approx \omega_n^2.$$
 (9)

де m_c – умовна маса ділянки первинної поверхневої акустичної хвилі. Підставляючи (8) і (9) в (7), отримаємо приблизний вираз для оцінки амплітуди переміщень поверхні підкладки під дією кориолісових сил

$$w_c^m \approx 2w_m \frac{\Omega^{UP}}{\omega_n} m_c/m_{eq},\tag{10}$$

где Ω^{UP} – верхня межа вимірювання кутової швидкості.

Для верхньої межі вимірювання Ω^{UP} =9000°/сек≈150 рад/сек і прийнятої вище кутової частоти генератора ω_n =10⁸рад/сек, а також достатньо важких точок (m_c/m_{eq} ,=1) початкове співвідношення між амплітудами вторинної і первинної хвиль складе

$$\frac{w_c^m}{w_m} \approx 3 \times 10^{-6}.$$
(11)

Оскільки система акустичного резонатора високодобротна, врешті амплітуда коливань вторинної хвилі може поступово зрости від початкової до близької до амплітуди первинної хвилі.

Вираз (10) показує ідеальну (без впливу наводок від первинної хвилі,) залежність амплітуди вторинної хвилі від кутової швидкості обертання підкладки.

Деформації в п'єзоелектричному матеріалі ε_j ($\varepsilon_j = \sigma_j/E_j$, j = 1, 2,...,6; $\sigma_1 = \sigma_{11}$, $\sigma_2 = \sigma_{22}$, $\sigma_3 = \sigma_{33}$, $\sigma_4 = \sigma_{23}$, $\sigma_5 = \sigma_{13}$, $\sigma_6 = \sigma_{12}$) зв'язані п'єзоелектричними коефіцієнтами e_{ij} з щільністю δ_i електричного заряду на грані i=1, 2, 3

$$\delta_i = e_{ij} \varepsilon_j. \tag{12}$$

Корисний сигнал будемо писати з індексом "с", невимірюваний - з індексом "n". У випадку рис.5, б, на електродах знімного ЗШП будемо мати сигнали

$$\delta_3^c \approx e_{34}\varepsilon_4, \ \delta_3^n \approx e_{35}\varepsilon_5. \tag{13}$$

Будемо вважати максимальні зсуви у вузлах і пучностях генерируемой ПАХ приблизно однаковими (мал.5а). Відносні деформації зв'яжемо з лінійними наступними вираженнями

$$\varepsilon_j^c \approx \frac{w_c}{\lambda}, \ \varepsilon_j^n \approx \frac{w_m}{\lambda},$$
 (14)

где w_c - зсув часточок поверхні подложки під дією кариолисовых сил, λ – довжина ПАХ. Електричний заряд q_i на штирях ЗШП пропорційний площі S_{ID} , що покриває ЗШП

$$q_i = k_{ID} k_{eq} S_{ID} \delta_i, \tag{15}$$

де k_{ID} – коефіцієнт врахування площі, k_{eq} - коефіцієнт врахування розподілу швидкостей часток по ділянці подложки. k_{ID} =0,5, , якщо враховувати тільки те, що лише з однієї групи штирів ВШП знімається сигнал, а зустрічна група штирів заземлюється; k_{eq} =0,5 [22, стор.70], якщо враховувати тільки синусоїдальне розподіли швидкостей по поверхні подложки. На виході із антени пасивного датчика із коефицієнтом підсиления k_B одержимо максимальну невимірювану напругу :

$$U_m = k_B k_{eq} k_{ID} S_{ID} e_{in} \frac{w_m}{\lambda}.$$
 (16)

і напругу, викликану дією кариолисовых сил

$$U_c = 2U_m k_\Omega \Omega^{up}$$
, где $k_\Omega = \frac{e_{ic}}{e_{in}\omega_n} m_c/m_{eq},$ (17)

де індекси с и n позначають номери напрямків деформацій відповідно під дією кариолисової сили й у генерованій первинній хвилі; і - індекс грані зрізу подложки, на якій нанесені штирі ВШП і збирається заряд (відповідно до орієнтації мал.11, номер нормалі до штирів ВШП).

Зсув фази на 2π відповідає зсуву за часом на одну довжину періоду імпульсу центральної частоти. Для частоти f_{WL} =434 МГц із нелецінзованого діапазону радіочастот довжина періоду *T* складає приблизно

$$T = 1/f_{\rm WL} = 2,3$$
 Hc.

Якщо вимірювати фазу з роздільною здатністю до $\delta \phi = \pi/6$ (30, 60, 90 град. і т.д.), то одержимо чутливість вимірювання вихідної величини по часу:

 $\delta \tau = (T/2\pi)\delta \phi = 0,19$ Hc.

Фазовий метод вимірювання частотно-часових параметрів відбитого радіочастотного сигналу є ефективним і використовується для пасивних перетворювачів механічних величин на ПАХ.

При частотній модуляції відбитого сигналу вимірюваною величиною визначається частота затухаючої відповіді резонатора на ПАХ. Частота коротких сигналів може бути обчислена з роздільною здатністю до одиниць частоти при вимірюванні протягом секунди і до десятої частини герца при вимірюванні протягом 10 секунд. Однак при заповненні вимірюваного сигналу більш високочастотним несучім сигналом, зокрема з частотою f_z =2,5 ГГц – реально досяжною для сучасних технологій – матимемо набагато вищу швидкодію пристрою при майже аналогічній роздільній здатності δf при вимірюванні частоти

$$\delta f = 1 \ \Gamma \mathfrak{U} f_{WL} / f_z = 0,17 \ \Gamma \mathfrak{U}.$$

У відбитого від пасивного приладу сигналу можна також визначити і амплітуду. Чутливість найчутливішого вольтметру складає $\delta U = 0,01$ мкВ. Використання квазидиференційної схеми побудови радіочастотного тракту із вимірюванням по відношенню корисного сигналу до базового, дасть необхідну чутливість вимірювання амплітудного сигналу.

Для структури з резонатором на ПАХ амплітуда вихідної напруги зазнає впливу зовнішніх параметрів. При максимально допустимій напрузі на ЗШП в 1В матимемо приріст амплітуди від вимірюваної кутової швидкості

$$U_c = 2U_m k_{\Omega} \Omega^{up} = 0, 6 \mathcal{M} B,$$

де Ω^{UP} — верхня межа вимірювань, k_{Ω} - коефіцієнт гіроскопічної чутливості, U_m - максимальна не вимірювана напруга. Чутливість за кутовою швидкістю складатиме (0,1 мкВ /600 мкВ)100% ≈0,017 % від верхньої границі вимірювань.

Функція перетворення та вихідна частота пасивного датчика кутової швидкості на ПАХ із лінією затримки матиме вигляд:

$$f_{\Sigma}=2K_{\Omega}\Omega+f_{\Sigma 0},$$

При похибці вимірювання частоти до $\delta f=0,1\Gamma$ ц ми будемо мати роздільну здатність по частоті в n = 600 вимірюваних одиниць ((1/600)100%=0,16%) від верхньої межі вимірювання). Оскільки частота та час зв'язані обернено пропорційно, такою же буде точність вимірювань часу затримки.

Таким чином вимірювання кутової швидкості ДКШ на ЛЗ з фазовим методом вимірювання величини безпровідного сигналу дозволяє отримати чутливість 0,1%, що в свою чергу задовольняє сучасні вимоги до вимірювачів кутової швидкості малих маневрених об'єктів. Зазначені схеми можна обрати в якості базових для побудови на їх базі безпровідних акустоелектронних датчиків кутової швидкості.

Література

- Деформационные, температурные и гироскопические эффекты в автогенераторах на поверхностных акустических волнах / М.А.Павловский. В.К.Лопушенко, Н.Г.Черняк // Механика гироскопических систем. – 1990. – Вып.9. – С.50-56.
- Е.Н.Пятышев, М.С.Лурье, Ю.Д.Акулин, А.И.Скалон. Микротехнологии: от микроэлектроники к микросистемной технике// Датчики и системы – 2001 – №6 – С.58-65.
- 3. A. Pohl, R. Steindl. Measurement of mechanical parameters utilizing passive sensors// Proc. Mechatronics. Sweden. 1998.- pp.571-576.
- U.S.Patent 4,384,409, Int.Cl.: G01P3/44. Surface acoustic wave gyroscope / Binneg Y.Lao, Rancho Palos Verdes (USA), Calif. – No.: 195027; Filed: Oct.18, 1980; Publ.: May 24, 1983; U.S.Cl: 33/318; 73/505 – 24p.
- 5. PCT WO 00/79217 A2, Int.Cl. G0C. Micro-Electro-Mechanical Gyroscope/ Varadan, Vijay, K. (USA) and other. – 28 December 2000. – 40p.
- Кочемасов В.Н. Генерация и синтез частот с применением приборов на поверхностных акустических волнах // Зарубежная радиоэлектроника. М.: Советское радио. – 1979. – №1 – С.96-129.

УДК 62-752.4:621.373.8

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ЛАЗЕРНЫХ ГИРОСКОПОВ

Бондаренко Е.А., Вахлаков А.Ю., Кошевой В.В., Ридила А.С., Сладкий А.М. Казенное предприятие специального приборостроения "Арсенал", Украина

Вступление

В настоящем сообщении представлены результаты испытаний трех образцов инерциальных измерительных модулей (ИИМ) на основе лазерных гироскопов (ЛГ), изготовленных на КП СПС "Арсенал". Каждый ИИМ образован тремя одноосными вибрирующими ЛГ со взаимно ортогональными осями чувствительности, установленными в общей несущей раме. В ИИМ используются ЛГ с периметром 28 см, поэтому дуговая цена импульса каждого из них (с учетом учетверения частоты) составляет 0.466 дуг.с.

Назначение

ИИМ предназначен для измерения углового положения в инерциальном пространстве и выдачи по интерфейсу RS-422 приращений углов по сигналам синхронизации от внешнего устройства.

Принцип действия

Принцип действия ИИМ основан на использовании лазерных гироскопов для измерения за период опроса (5 мс) внешним устройством приращений абсолютных углов поворота объекта вокруг трех взаимно ортогональных осей *X*, *Y*, *Z* приборной системы координат. Внешний вид ИИМ показан на рисунке 1.



Рис. 1. Внешний вид инерциального измерительного модуля. Вертикальная ось *X* приборной системы координат направлена вверх, поперечная ось *Y* – вправо, продольная ось *Z* – вперед

Состав

В состав ИИМ входят:

- три лазерных гироскопа с электронными платами обеспечения, а именно: платами стабилизации токов накачки, предварительного усилителя сигналов управления виброподвесом, предварительного усилителя сигналов мощности и предварительного усилителя информационных сигналов;
- блок функциональной электроники, включающий блок управления гироскопами, блок преобразования сигналов, интерфейс для обмена информацией по стандарту RS-422 и преобразователь интерфейса (технологический) для связи с персональным компьютером;
- блок источников вторичного питания, высоковольтный блок поджига и накачки;
- конструктивное основание, предназначенное для установки лазерных гироскопов, блока функциональной электроники, блоков питания, блока поджига и накачки, и имеющее дополнительные места для установки акселерометров и трех соединителей для подвода напряжения питания и обмена информацией.

Эксплуатационные характеристики

Эксплуатационные характеристики ИИМ приведены в таблице 1:

Наименование параметра	Значение
Диапазон измеряемых угловых скоростей (вокруг каждой из осей <i>X</i> , <i>Y</i> , <i>Z</i> приборной системы координат), ^о /с	-250 +250
Время готовности, с	30
Время непрерывной работы, ч	3
Напряжение питания, В	24 ± 1
Потребляемая мощность, Вт	20
Масса, кг	15
Габаритные размеры, мм	236×168×226

Наименование параметра	Значение
Условия эксплуатации:	-40 +60
– температура воздуха, °С	±12 g в течение 1 минуты
– линейные нагрузки	3.9 g (RMS) в теч. 400 с
– случайная вибрация	45 g за 11
– удар	мс/полусинусоида

Результаты испытаний

Испытания трех образцов ИИМ проводились на статическом стенде, в термокамере и на трехосном поворотном стенде AC-3367 производства фирмы Acutronic.

Испытания ИИМ на статическом стенде проводились в нормальных условиях. Продолжительность запуска каждого испытуемого образца ИИМ составляла три часа (при времени готовности 30 с). Количество запусков прибора в испытательной серии было выбрано равным 11.

Испытания ИИМ в термокамере проводились при двух крайних значениях температуры: минус 40°С и +60°С. При этом продолжительность запуска каждого образца ИИМ составляла три часа, однако сам прибор предварительно выдерживался (в выключенном состоянии) при указанных температурах в течение пяти часов.

Испытания ИИМ на трехосном поворотном стенде проводились в нормальных условиях. Продолжительность запуска каждого образца ИИМ составляла семь часов. В течение первых четырех часов на одной и той же угловой скорости ($\pm 250^{\circ}/c$) проводились измерения нестабильности масштабных коэффициентов, а также нестабильности взаимного углового положения осей чувствительности ЛГ, входящих в состав ИИМ. Затем (после прогрева ИИМ) на протяжении последующих трех часов проводилось измерение нелинейности масштабных коэффициентов ЛГ на угловых скоростях ± 60 ; ± 120 ; ± 240 ; $\pm 250^{\circ}/c$.

Наименование параметра	ИИМ №	ИИМ №	ИИМ
	1	2	<u>№</u> 3
Нестабильность (1 σ) смещения нуля ЛГ _x в запуске,	0.003	0.006	0.002
°/ y			
Нестабильность (1σ) смещения нуля ЛГ _у в запуске,	0.004	0.004	0.003
°/4			
Нестабильность (1 σ) смещения нуля ЛГ _z в запуске,	0.002	0.002	0.003
°/4			
Нестабильность (1 σ) смещения нуля ЛГ _x от запуска			

Результаты испытаний трех образцов ИИМ сведены в таблицу 2:

к запуску, °/ч	0.002	0.003	0.002
Нестабильность (1σ) смещения нуля ЛГ _у от запуска			
к запуску, °/ч	0.005	0.002	0.002
Нестабильность (1σ) смещения нуля ЛГ _z от запуска			
к запуску, °/ч	0.001	0.002	0.002
Коэффициент случайного углового ухода ЛГ _х , °/ч ^{1/2}	0.002	0.002	0.001
Коэффициент случайного углового ухода ЛГ _у , °/ч ^{1/2}	0.002	0.002	0.002
Коэффициент случайного углового ухода ЛГ ₂ , °/ч ^{1/2}	0.001	0.001	0.002
Средний температурный коэффициент смещения нуля $\Pi\Gamma_{x(y)(z)}$ в диапазоне от минус 40 °C до + 60 °C, (°/ч)/ °C	1.3×10 ⁻⁴	4.0×10^{-5}	2.3×10 ⁻⁵
Нелинейность (1 σ) масштабного коэффициента ЛГ $_x$	2 0	0.0	0.1
в диапазоне угловых скоростей ± 250 °/с, ppm	2.8	0.3	0.1
Нелинейность (1 σ) масштабного коэффициента ЛГ $_y$.		0.4
в диапазоне угловых скоростей ± 250 °/с, ppm	0.4	0.8	0.1
Нелинейность (1 σ) масштабного коэффициента ЛГ $_z$			
в диапазоне угловых скоростей ± 250 °/с, ppm	0.3	0.8	0.4
Нестабильность (1 σ) масштабного коэффициента ЛГ $_x$			
в запуске, ppm	0.3	0.3	0.1
Нестабильность (1σ) масштабного коэффициента ЛГ _у		o –	0.1
в запуске, ppm	0.1	0.7	0.1
Нестабильность (1σ) масштабного коэффициента ЛГ _z			
в запуске, ppm	0.1	0.2	0.1
Угол между осями чувствительности ЛГ _х и ЛГ _у , град	90.016	89.859	90.015
Угол между осями чувствительности ЛГ _у и ЛГ _z , град	90.056	90.040	90.041
Угол между осями чувствительности ЛГ _z и ЛГ _x , град	89.939	90.016	89.934
П			
Нестаоильность взаимного углового положения осеи	0.2	0.2	1 0
Чувствительности ли $_x$ и ли $_y$ в запуске, дуг.с Нестабили мости разнимого мелорого положения осей	0.2	0.5	-1.0
иувствительности ПГ и ПГ в запуске луг с	20.0	21.0	28.6
Чувствительность взаимного углового положения осей	20.0	21.0	20.0
чувствительности $\Pi\Gamma_{z}$ и $\Pi\Gamma_{x}$ в запуске. дуг.с	12.1	12.8	16.9
Частота вибропривода ЛГ _х , Гц	348	336	343
Частота вибропривода ЛГ _у , Гц	396	386	396
Частота вибропривода ЛГ _z , Гц	444	445	448

Выводы

Приведенные в настоящем сообщении данные о метрологических характеристиках трех образцов ИИМ на основе ЛГ дают представление об

уровне технологии, достигнутом на КП СПС "Арсенал" при изготовлении приборов указанного типа. В настоящее время на предприятии проводятся работы по улучшению точностных показателей таких приборов.

УДК 531.383

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ОБОРУДОВАНИЯ ГП «ОРИЗОН-НАВИГАЦИЯ» Водяных А.А ГП «Оризон-Навигация»

Вступление

Условия применения и развития ГНСС требует непрерывного совершенствования навигационной аппаратуры потребителей СНС.

Повышение требований к НАП СНС идёт по трём основным направлениям:

а) развитие существующих и создание новых видов НАП СНС;

б) повышение требований к точности определения навигационных параметров;

в) повышение требований к помехозащищенности НАП СНС.

Рассмотрим методы повышения помехозащищенности навигационной аппаратуры.

Основное содержание

1. Мультисистемность и многочастотность – применение НАП (РПУ), обладающей возможностью приема и обработки сигналов от различных СНС (GPS, ГЛОНАСС, GALILEO, SBAS (WAAS, EGNOS, MSAS)) в нескольких рабочих диапазонах. Это тот путь который зарекомендовал себя, как наиболее эффективный. Следует отметить, что принципы мультисистемности и многочастотности, в своё время были приняты как основополагающие в концепции проектирования навигационной аппаратуры ГП «Оризон-Навигация».

2. Пространственная селекция сигналов и подавление сигнала помех:

а) цифровая антенная решётка (ЦАР) с «максимумами» в направлениях на навигационные космические аппараты;

б) цифровая антенная решётка с «нулями» в направлениях на источники помех;

в) компенсация помех с помощью одной или нескольких вспомогательных антенн.

3. Предкорреляционная обработка смеси сигналов и помех:

а) обработка спектра смеси сигналов и помех с целью подавления сосредоточенных спектральных составляющих на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье;

б) обработка спектра смеси сигналов и помех с целью подавления сосредоточенных спектральных составляющих методом компенсации;

в) обработка смеси сигналов и помех во временной области.

4. Алгоритмическая посткорреляционная обработка сигнала:

а) некогерентный приём сигналов;

б) алгоритмические (программные) способы помехоустойчивого выделения эфемеридной информации (ЭИ);

в) использование в приёмнике избыточной информации, заложенной в структуре сигнала: связь между частотой несущей и тактовой частотой кода; связь между сигналами одного спутника, передаваемыми на разных несущих частотах;

г) использование в приёмнике избыточной информации, заложенной в составе сигналов СНС (контроль целостности системы по одному или нескольким алгоритмам).

5. Комплексирование с внешними источниками навигационной информации:

а) использование информации о скоростях и / или ускорениях по осям объекта, о высоте и др., поступающих от дополнительных датчиков;

б) комплексирование с инерциальной навигационной системой.

6. Формирование навигационных полей (собственных) средствами локальных радионавигационных систем.

Показатели эффективности методов помехозащищенности приведены в таблице 1.

Таким образом, при реализации вышеозначенных методов помехозащищенности, можно говорить, по крайней мере, о повышении уровня помехоустойчивости в режиме наведения каналов на 30, а в режиме сопровождения на 40 дБ, что конечно не является окончательным решением вопроса, но значительно повышает эффективность применения средств спутниковой навигационной аппаратуры даже в условиях активного противодействия.

Принимая во внимание вышеизложенное, предлагается рассмотреть такой подход к решению вопросов топогеодезического обеспечения, который бы позволил гарантированно их решать даже в условиях активно противодействия.

С этой целью введем понятие «Локальная радионавигационная система».

Локальная радионавигационная система (ЛРНС) предназначена для обеспечения высокоточной навигации в условиях затруднения приема сигналов ГНСС GPS/ГЛОНАСС, вследствие непреднамеренных либо преднамеренных помех, а также в закрытых пространствах и в условиях высоких широт и т.д.

Хочу обратить внимание на следующие факты, а именно на некоторые тенденции в технической политике ведущих стран мира, в том числе и собственно владельцев систем глобального позиционирования.

Рассмотрим некоторые аспекты технической политики РФ в области функциональных дополнений системы ГЛОНАСС.

Так в Предложениях от 28 апреля 2004г. Межгосударственного совета «Радионавигация» говорится.

Таблииа 1

		Достижимый помехозашище	уровень	
№ ПП	Метод	режим сопровождения	режим наведения каналов	Тип помехи
1	Контроль целостности СНС	до б	0	Гармоническая; полигармоническая; импульсная; шумоподобная; имитационная; сложная имитационная.
2	Пространственная селекция сигналов и подавление помех	от 10 до 40	от 10 до 40	Гармоническая; полигармоническая; импульсная; шумоподобная.
3	Посткорреляционная обработка сигнала (уменьшение порога чувствительности колец слежения к воздействию помех).	5 – 7	5 – 7	Гармоническая; полигармоническая; импульсная; шумоподобная.
4	Алгоритмическая посткорреляционная обработка сигнала (алгоритмические (программные) способы помехоустойчивого выделения эфемеридной информации).	до б	0	Гармоническая; полигармоническая; импульсная; шумоподобная.

	Предкорреляционная	15—30	15—30	Гармоническая;
5	обработка смеси	15—20	15—20	полигармоническая;
	сигналов и помех	до 20	до 20	импульсная.

«Совет считает необходимым уделить особое внимание решению проблемы обеспечения гарантированной работы спутниковых средств навигации в условиях непреднамеренных и организованных помех, для чего продолжить работы по комплексному использованию спутниковой информации и данных других радиотехнических навигационных систем.

Совету представляется необходимым создание комплекса мер, среди которых комплексное использование информации СРНС и автономного оборудования (инерциальные и другие средства определения координат). Интегрирование радионавигационных систем (спутниковых и наземных) является одним из перспективных направлений развития систем радионавигации».

Межгосударственный совет «Радионавигация» постановил рекомендовать потребителям спутниковой информации транспортного комплекса РФ обратить внимание на необходимость усиления внимания к вопросам комплексного использования спутниковой информации и данных автономных и других радиотехнических навигационных систем.

Аналогичные тенденции имеют место и в США.

В соответствии с нормативным документом США в отрасли политики развития ГНСС GPS – «Federal Radionavigation System» (в 2001г.) в качестве наиболее приоритетной задачи определенно:

«...обеспечение стойкости навигационных систем в условиях подавления ГНСС, в т.ч. – подавления ГНСС средствами РЕП противника на театре военных действий».

Средствами обеспечения стойкости к подавлению ГНСС определены локальные дополнения.

В документе предусматривается развитие аэродромных псевдоспутников (APL) в качестве подсистемы LAAS.

8 декабря 2004 года Президент США утвердил новую национальную политику, которая определяет основные направления и пути реализации программ создания систем координатно-временного и навигационного обеспечения.

«Политика» предусматривает необходимость координатно-временного обеспечения гражданских потребителей и вооруженных сил США в условиях подавления сигналов GPS вероятным противником.

В этом смысле очень интересно заявление Начальника Главного штаба ВВС США генерала Нортона Шварца от 20.01.2010 года, в части национальной политики США в области функциональных дополнений системы GPS: «Повседневная зависимость военных от GPS хорошо известна. GPS полностью изменила все, что касается ведения боевых действий: от планирования операций до применения боеприпасов. Поскольку эта наша зависимость от GPS только возрастает, физики исследовательской лаборатории BBC изучают новые многообещающие технологии типа холодного атома, <u>псевдоспутников</u>, а также инерциальных систем на основе цифровых карт рельефа местности и лазерных радаров, которые ведут к созданию сверхточных, менее зависимых от орбитальных GPS систем. Мне представляется необычайно важным сокращение зависимости вооруженных сил от орбитальных GPS в пользу достижения еще более высокой точности и меньшей уязвимости для помех противника».

Следует отметить, что развитее в этом направлении уже начато и наиболее значительный успех достигнут в части создания, с использованием псевдоспутников, современных систем посадки летательных аппаратов.

Американская версия GBAS в качестве одной из подсистем включает в себя аэродромные псевдоспутники (APL).

По сообщениям в открытой печати, в США к 2020 году планируется обеспечить возможность беспилотного ведения боевых действий (включая полностью автоматическую посадку) для 30% боевых самолетов.

В 2000 году на экспериментальном самолёте X-31 фирм BOEING/EADS, в рамках программы «VECTOR», проводилась отработка системы автоматической посадки с использованием навигационной подсистемы на базе псевдоспутников – IBLS (Integrity Beacon Landing System).

Как перспективу дальнейшего развития функциональных дополнений системы GPS, в США видят в размещении элементов локальной навигационной системы на аэростатах.

Компанией Raytheon уже проводятся исследования этого направления.

По оценкам специалистов, при таком подходе можно будет создавать навигационное поле с радиусом (ориентировочно) до 200-500 км.

Рассмотрим также перспективы развития морских радионавигационные системы (МРНС).

МРНС используют для передачи данных средневолновые радиомаяки (PM) с дальностью действия до 300 км. Такие маяки размещены практически по всему побережью США, по побережью Италии, по периметру о. Исландия и в других странах Европы.

Радиомаяки размещены также вдоль побережья Австралии, имеются в Китае, Индии, Южной Африке, Великобритании, Канаде, России, Украине и в ряде других стран.

Наше предприятие, в своё время, разработало ККС, которая сопрягается с радиомаячным оборудованием и целый ряд портов в РФ, был оснащен такими станциями. Три ККС были установлены в украинских портах – в Одессе, в Керчи и на о. Змеином.

Морские РНС в Норвегии, отдельных районах Финляндии, в Исландии в своем составе имеют псевдоспутники.

Использование псевдоспутников в составе морских локальных РНС планируется и в США.

Ещё одним направлением развития функциональных дополнений ГНСС является создание и развитие дифференциальной подсистемы ГНСС на базе радиомаяков для морского и речного транспорта. Работы проводятся в рамках Федеральной целевой программы, утвержденной Постановлением Правительства РФ от 15.11.97г. № 1435.

Проведение работ определено также Российским радионавигационным планом, проектом Федеральной целевой программы «Мировой океан» и Решением Координационного совета по использованию системы ГЛОНАСС.

Сеть локальных функциональных дополнений, работающих по системам ГЛОНАСС и GPS, будет охватывать также все побережье России и акватории прилегающих морей.

Рассмотрим некоторые особенности так называемых наземных дополнений к ГНСС.

Сеть наземных псевдоспутников излучает сигнал, схожий по параметрам с сигналом GPS/ГЛОНАСС, который может быть принят обычным приемником GPS/ГЛОНАСС, с минимальным программными модификациями (в частности это может быть приемник CH-3003M «Базальт-М»).

Наземные дополнения к ГНСС позволяют:

a) увеличить точность позиционирования до единиц метров за счет отсутствия у наземных станций эфемеридных и ионосферных погрешностей, а также за счёт геометрически оптимального размещения псевдоспутников;

б) увеличить мощность сигнала, за счет чего повысить устойчивость к РЭП;

в) обеспечить навигацию внутри помещений;

г) обеспечить возможность работы с «длинными кодами» типа ВТ.

Рассмотрим, каким образом может быть построена система локальной навигации на базе ПС.

Во первых, создаётся сеть ПС, степень насыщенности сети зависит от характера, решаемых задач. Псевдоспутники могут устанавливаться в точках с известными координатами, например на пунктах ГГС и объединяются в сети. Наиболее перспективными являются MESH-сети, способные работать только по схеме точка-точка, но И самоорганизовываться не В интеллектуальную структуру, использующую каждый элемент сети для адресной ретрансляции данных. Таким образом, появляется возможность оперативного воздействия на все элементы системы, позволяющая реализовывать огромное разнообразие алгоритмов управления.

Для контроля целостности навигационного поля и повышения показателей автономности в состав системы может быть включена контрольно-корректирующая станция. Это позволит еще большей степени повысить потребительские свойства системы, в части точности определения местоположения и достоверности навигационной информации, постольку кроме обеспечения дифференциального режима работы, ККС может осуществлять мониторинг элементов как локального так и глобального навигационного поля.

При условии синхронизации шкал времени ПС от высокостабильного, например рубидиевого, стандарта частоты и времени, локальная система становится полностью автономной И способной самостоятельно обеспечивать решение вопросов топогеодезического И временного обеспечения, практически для всего спектра прикладных задач, даже при полной изоляции или уничтожении средств глобального позиционирования космического базирования.

Кратко рассмотрим составные части системы.

Псевдоспутник, по своей сути – это формирователь навигационного сигнала, дополненный усилителем мощности и антенно-фидерным трактом. В части проектирования и практической реализации мы не видим здесь не разрешимых проблем. На предприятии есть достаточно серьёзные наработки, в части создания имитаторов сигналов практически всех, существующих на сегодняшний день СНС и гипотетически возможных, при условии существования интерфейсного контрольного документа с описанием структуры навигационного и сигнала и частотного плана. Более того специалистам ГП «Оризон-Навигация» удалось создать универсальный канал формирования сигнала, что в свою очередь позволит дистанционно (по команде с пункта управления) переводить ПС в режим формирования сигнала любой СНС.

По сформирован результатам проведенного исследования ряд предложений по использованию существующего частотного плана, позволяющих уже сегодня создавать и использовать ЛРНС для решения различных задач. Позвольте озвучить основные подходы, к этому вопросу, которые по нашему мнению могут быть использованы наиболее эффективно и учтены при формировании тактико-технических требований к системе.

Для передачи навигационного сигнала (HC) может быть использован существующий частотный план ГЛОНАСС и GPS:

а) передача HC может осуществляться в диапазонах L1, L2 ГЛОНАСС на литерах 8-12, не используемых в данное время спутниками ГЛОНАСС;

б) передача HC может осуществляться на военной частоте GPS (L2) с использованием кодовой модуляции с кодами L1 или с собственными кодами.

При подключении к системе внешнего конвертора частот, передача HC может осуществляться на любой другой частоте.

В качестве прототипа формирователя навигационного сигнала может рассматриваться серийно изготавливаемый ГП «Оризон-Навигация» имитатор сигналов GPS/ГЛОНАСС.

Контрольно-корректирующая станция

Обратная связь между псевдоспутниками и контрольнокорректирующей станцией обеспечивает их мониторинг, а при необходимости оперативную корректировку данных, что в свою очередь обеспечивает краткосрочную (до 48 часов) полную автономность.

Наличие в составе базовой станции собственного высокоточного рубидиевого стандарта частоты и времени обеспечивает возможность долгосрочной автономной работы системы.

Включение ККС в MESH-сеть позволяет использовать этот канал связи и для передачи корректирующей информации.

В качестве прототипа ККС может рассматриваться серийно изготавливаемый ГП «Оризон-Навигация» комплект оборудования – CH-3500.

Остановимся на преимуществах предлагаемой системы.

1. Относительно дешёвые псевдоспутники.

2. Относительно низкая стоимость обеспечивает возможность установки большого числа псевдоспутников по всей траектории движении, например по всей протяженности захода на посадку воздушных судов.

3. Наличие собственного высокоточного рубидиевого генератора базовой станции обеспечивает возможность автономной работы системы.

4. Обратная связь между псевдоспутниками и контрольно-корректирующей станцией обеспечивает подстройку псевдоспутников и обеспечивает их мониторинг.

Рассмотрим некоторые, по мнению автора, наиболее перспективные, варианты формирования локальных навигационных полей.

Используя сеть ПС, назовём её опорной, можно создавать новую либо расширять существующую сеть, то есть осуществлять развитие и сгущение сети. ККС, в данном случае, могут быть общими как для существующей – опорной сети, так и для вновь создаваемой.

Такие сети рекомендуется создавать для решения задач навигационного обеспечения в локальных зонах, районах.

Таким образом, появляется возможность достаточно оперативно создавать системы для региональных применений на базе ПС, устанавливаемых на аэростатах, БПЛА, вертолетах и других объектах воздушного базирования.

Позиционирование псевдоспутников, установленных на такого рода объектах, осуществляется по наземной сети ПС, например, по сигналам ЛРНС, построенной по рассмотренной ранее структуре либо посредством лазерного локатора.

Остановимся на рассмотрении возможных сфер применения локальных радионавигационных систем на базе псевдоспутников.

Одной из наиболее перспективных и очевидных сфер применения ЛРНС является обеспечение посадки воздушных судов в условиях сложной помеховой обстановки, в том числе и в условиях активного противодействия.

Следует отметить факторы повышения помехоустойчивости:

а) повышенная мощность передатчиков ПС локальной радионавигационной системы значительно снижает возможность их подавления:

б) динамическое изменение мощности передатчика в зависимости от внешних условий;

в) динамическое изменение кода;

г) скачки по частоте.

д) управление лучом передатчика с помощью коммутируемых антенн или направленных антенн с механическим сканированием.

е) увеличение длины псевдослучайной последовательности.

Благодаря реализации такого комплекса мероприятий, даже в условиях активного противодействия, точность позиционирования может быть обеспечена на субсантиметровом уровне.

Еще одной перспективной сферой применения ЛРНС может стать задача формирования сверхточных навигационных полей.

Формирование сверхточных навигационных полей в районах нефтегазовых месторождений, на шельфах, в удалённых районах в области высоких широт позволяет осуществлять:

а) мониторинг смещения удаленных инженерных сооружений;

б) обеспечение посадки вертолетов на нефтяные и газовые платформы в сложных метеоусловиях и др.

Очевидна высокая эффективность применения ЛРНС в качестве функционального дополнения ГНСС в районах, где прием сигналов глобальных систем позиционирования затруднен либо погрешность определения координат недопустимо велика.

Так общеизвестно, что в областях высоких широт, особенно в приполярных районах существующие системы глобального позиционирования GPS и ГЛОНАСС работают с погрешностями более 100м.

Для решения проблемы навигационного обеспечения в акваториях приполярных портов целесообразно применять локальные радионавигационные поля на базе псевдоспутников. И в ряде скандинавских стран, осознавая это, уже сегодня проводятся работы по созданию и развёртыванию таких локальных систем.

В настоящее время, когда значительно возросли транспортные потоки, а в системы управления транспортом все интенсивнее внедряются перспективные космические технологии глобального позиционирования, очень остро встаёт проблема использования подобного рода технологий в мегаполисах, где городская застройка зачастую делает невозможным их использование. Применение ЛРНС в качестве функциональных дополнений ГНСС позволяет повысить эффективность, а иногда в принципе реализовать потенциальную возможность, применения автомобильных навигаторов и тахиографов (черных ящиков) в условиях высотной городской застройки.

Использование подобного рода систем позволяет проводить:

а) документирование работы водителя;

б) сбор информации для страховых компаний;

в) передачу информации о дорожной обстановке, например о пробках.

Получать точную и оперативную информацию о местоположении объектов и сотрудников спецслужб, в том числе в метро и внутри других закрытых помещений.

Одним из перспективных направлений, по нашему мнению, может стать применение локальных навигационных полей для навигации БПЛА и боевых роботов, что позволит решать задачи как дистанционного управления этими объектами, так и автоматизировать процесс выполнения поставленной задачи.

По нашему мнению, создание собственной ЛРНС на базе ПС в сочетании с другими известными методами повышения помехоустойчивости может решить данную проблему. При этом для формирования навигационного поля могут быть использованы ПС, устанавливаемые как на поверхности Земли, с учетом рельефа местности, так и доставляемые средствами БПЛА в заданный район.

Выводы

В заключении следует подвести некоторый итог и еще раз акцентировать внимание на преимуществах применения ЛРНС.

1. Высокая мощность.

2. Высокая точность (до 10 см при использовании фазовых измерений). 3. Пространственное разделение передающий антенны и ПС.

4. Относительно невысокая стоимость ПС дает возможность размещения большого их количества в заданном районе.

5. Мерцающая работа ПС.

6. Создание ПС ложных навигационных полей.

Таким образом являясь хозяином ЛРНС, ВС Украины смогут реализовать широкое разнообразие и гибкость конфигурации системы. При этом вариативность системы может быть заложена как её неотъемлемый атрибут еще на этапе формирования тактико-технических требований и собственно проектирования.

Следует также отметить, что такая система достаточно легко может быть интегрирована в системы глобального позиционирования и вместе с тем сможет гарантированно обеспечивать технологическую и информационную независимость в части решения вопросов топогеодезического обеспечения как в стране в целом, так и для решения специальных задач.

ПОСТРОЕНИЕ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ С РЕЛЛЕЙНО-ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМОЙ (РИС) В ОБРАТНОЙ СВЯЗИ Гребенщиков Д. В., Никифоров В. М. ФГУП «НПЦАП имени академика Н.А. Пилюгина»

Вступление

В связи с развитием цифровой техники, при разработке электронной части акселерометра стоит задача не только в обеспечении устойчивости и точности аналогового сигнала, но также перевод аналогового сигнала в цифровой.

Основное содержание

Вследствие вышеописанного наибольшее распространения получила так называемая двухкольцевая схема, где первое кольцо обеспечивает устойчивость системы и стабильность тока, протекающего в датчике момента (силы), а второе кольцо обеспечивает преобразования аналогового сигнала в цифровой вид.

Если же в датчик момента подавать дискретный сигнал, то есть, по сути, преобразование аналогового сигнала в цифровой охватить обратной связью первого кольца регулирования, то мы получаем однокольцевую систему с дискретным выходом. Данная схема избавлена от излишних обратных связей, а, следовательно, имеет лучшие массогабаритные и энергетические параметры.



Рис.1. Двухкольцевая схема



Рис. 2. Однокольцевая схема

Основной сложностью реализации данной схемы является, что цифровая часть и аналоговая должны разрабатываться вместе, что вызывает сложности по отработки схемы и обеспечения устойчивости. При этом расчет устойчивости осложнён нелинейными звеньями в контуре обратной связи.

В работе предлагается иной подход к реализации данной схемы, когда однокольцевая схема делается на основе двухкольцевой, путём введения специального дискретизатора. Дискретизатор приведённый в работе представляет собой РИС.

Суть РИС заключается в том, что равные промежутки времени подаётся равный сигнал в датчик момента, но в зависимости от положения датчика угла он имеет разную полярность. Далее считаются положительные и отрицательные импульсы, и на основании их разности высчитывается средний ток, протекающий через обмотки датчика момента. Т.е.

i_{cp}=(A-B)*i_{эт}/(A+B), где

і_{ср} – среднее значение тока, протекающего через датчик момента;

і_{эт} – эталонный ток дискретизатора;

А – кол-во положительных импульсов;

В – кол-во отрицательных импульсов.

Как видно из данного соотношения точность системы зависит от кол-ва накопленных импульсов и разрешающая способность представляет собой: i_{эт}/(A+B).

Применительно к акселерометру, каждый импульс можно рассматривать как приращение скорости:

 $\Delta V = P * i_{3T} * t_{gc} * K_{пр}$, где

 ΔV – приращение скорости;

Р – знак полярности равный 1 для положительной и –1 для отрицательной;

t_{дс} – время импульса;

К_{пр} – коэффициент преобразования акселерометра.

Данный дискретизатор должен иметь эталонный ток больший возможного тока, протекающего через датчик момента, а так же частоту

дискретизацию многим большую, чем частота единичного усиления системы. В данном случае, возможно первоначально построить акселерометр с первым аналоговым кольцом регулирования, при этом в аналоговом кольце регулирования можно исключить оконечный усилитель. Отработать систему (подобрать корректирующий контур) при малом ускорении (до 1 g). Затем, установить в качестве оконечного усилителя дискретизатор, считая, что параметры системы остаются неизменными. При этом дискретизатор будет выполнять две функции: обеспечивать диапазон работы и преобразовывать аналоговый сигнал с корректирующего контура в дискретную форму.

Рассмотрим на примере модель акселерометра с параметрами близкими к кремниевому компенсационному акселерометру. Диапазон работы акселерометра примем равный +-10g. Ток собственного веса равен 1 мА.



Рис.3. Математическая модель акселерометра.

Его передаточная функция будет иметь вид:

$$W_{3aM}^{acmam} = M1^* \frac{1.249^{*}10^{-4}s^3 + 0.276s^2 + 74.93s + 49.95}{s(6.175^*10^{-13}s^4 + 1.432^*10^{-8}s^3 + 1.643^*10^{-4}s^2 + 2.762^*10^{-4}s + 74.93) + 49.95}$$

Частота единичного усиления будет равняться 880 Гц.

Вставим дискретизатор между корректирующим контуром и датчиком момента.



Рис.4. Математическая модель акселерометра с дискретизатором.

Параметры дискретизатора будут следующими: частота 30 000 Гц, эталонный ток дискретизатора 15 мА.

Сравним выходную информацию системы и отклонение маятника.



Рис.5. Переходной процесс аналоговой системы при действии на систему ускорения 1м/с² и отклонение маятника при 10 м/с².



Рис.6. Переходной процесс системы с дискретизатором при действии на систему ускорения 1м/с² и отклонение маятника при 10 м/с².

Интеграл выходной информации (набранная скорость) будет иметь вид при $1\,{\rm m/c}^2$



Рис.9. Интеграл выходной информации акселерометра.

По результатам ММ очевидно следующее.

На основе аналоговой системы при добавлении лишь звена дискретизатора, удалось получить устойчивую РИС без дополнительной коррекции.

Характер переходного процесса относительно двухкольцевой схемы не меняется.

Увеличивается скорость реакции системы на входной сигнал.

Появляется высокочастотный шум (фликер), который может быть как и полезен (уменьшать трение подвижного узла), так и оказывать вредное влияние.

Диапазон системы и разрешающая способность может быть быстро изменена при помощи дискретизатора.

Несмотря на то, что система устойчива, и характер переходного процесса не изменился, но данная система имеет большой недостаток, как большие шумы на выходе системы, из-за чего выходная информация требует фильтрации.

Фильтр не только должен снижать шумы на выходе системы, но и компенсировать ошибку, связанную с переходными процессами, а также обеспечивать возможность построения на нём аппарата предсказания, для ускорения работы системы.

Наиболее подходящим является фильтр на основе нейронной сети.

Основным преимуществом нейронной сети является то, что необязательно знать уравнение закона ошибок и определить их физическую основу. На этапе обучения, сеть сама старается отделить систематическую ошибку и скомпенсировать её на основе заданной структуры. Т.е. при данном методе фильтрации основными задачами служат: выбор обучающей последовательности, выбор структуры и типа нейронной сети.

Сеть обучалась на основании последних семи показаний выходной информации акселерометра и истинного входного значения в данный момент времени.

Была выбрана радиально-базисная сеть с нулевой ошибкой.

Обучающей последовательностью в нашем случае являются показания акселерометра в положении +1 g, т.е. когда акселерометр измеряет ускорение силы тяжести Земли. Это положение было выбрано из соображений простоты реализации и высокой стабильности входного сигнала. Само время обучения составило 0,03 с, что при частоте дискретизации 30 000 Гц составило 901 обучающих значений, которые представляли собой интеграл кажущегося ускорения (кажущееся скорость).

После данной процедуры проверялась данной адекватность фильтрации входных сигналах разной формы, которые могут на воздействовать на акселерометр, в том числе синусоиде и случайном входном воздействии.

На графиках чёрной линией показано истинное значение, синей-сигнал без фильтрации и красной - сигнал с фильтрацией.



Как видно из графиков, фильтр на нейронной сети значительно уменьшает шумы выходной информации.

Выводы

- 1. На основе аналоговой системы при добавлении лишь звена дискретизатора, удалось получить устойчивую РИС без дополнительной коррекции.
- 2. При использовании фильтрации на основе нейронной сети, становится возможным сделать акселерометр с РИС в обратной связи с большой разрешающей способностью.
- 3. Данная система обладает большой гибкостью, так как при расчётах дискретизатора и нейронной сети не используются параметры механической системы акселерометра.

УДК 629.3.05

АРХИТЕКТУРА, КОМПОНЕНТЫ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПЕРСОНАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Джангиров М.В., Снигур А.К.

Национальный университет кораблестроения им. адм. Макарова

Вступление

Навигационные системы для человека являются одними ИЗ перспективных и быстро развивающихся направлений. Это связано с успехами в миниатюризации средств измерений, обработки и отображения навигационной информации. В настоящее время разработано множество систем, способных решать задачи определения параметров движения и ориентации человека с учетом специфики его деятельности: туризм, службы спасения и безопасности, военные приложения, управление персоналом, спортивные соревнования [1, 2]. Особенности, присущие каждому виду деятельности, индивидуальность локомоций человека, способов и средств передвижений человека, многообразие внешних сред, в которых может осуществляться перемещение (на открытой местности, в лесу, в здании, под землей, под водой), усложняют использование традиционных навигационных средств, применяемых для других подвижных объектов, и требуют специализированных алгоритмов функционирования таких систем.

Основное содержание

Разработка рекомендаций по выбору архитектуры, компонентов и алгоритмов функционирования современных персональных навигационных систем. Для решения поставленной задачи необходимо:

определить требования, которым должна удовлетворять система;

определить места расположения датчиков на теле человека;

определить требования к амплитуде, частоте выборки данных, разрядности данных, ошибки синхронизации по времени;

определить место, где вычисляется и отображается навигационное решение.

требований к таким Одними из главных системам являются: надежность. Под универсальность, непрерывность, непрерывностью понимается способность навигационной системы выдавать навигационное решение независимо от внешней среды, где происходит движение (на открытой местности, в лесу, в здании, под землей, под водой). К ним относятся инерциальные навигационные системы и системы счисления пути. Под универсальностью будем понимать возможность выдавать навигационное решение как при изменении способа перемещения (переход
от ходьбы к бегу, плаванию, движению на роликах, коньках, лыжах и т. д.), так и средства перемещения (пешком, на велосипеде, на автомобиле, на общественном транспорте). К таким системам относят инерциальные системы и радиолокационные системы (спутниковые навигационные системы, средства мобильного позиционирования). Под надежностью навигационной системы будем понимать её свойство выдавать навигационное решение с точностью не хуже заданной в заданных режимах и условиях применения.

Один из способов выбора компонентов системы, удовлетворяющих перечисленным выше требованиям, – определения мультипликативного оценочного функционала. Этот метод позволяет выбрать компоненты, оптимально подходящие под заданные требования к системе. Пусть, исходя из предполагаемой области будущего применения, заданы следующие параметры навигационной системы: непрерывность навигационного решения – N, универсальность – U, надежность – P, стоимость – C, точность – A, потребляемая мощность – E, массогабаритные показатели – S, диапазон рабочих температур – T. Необходимо из М имеющихся систем, выбрать оптимальную с точки зрения удовлетворения указанным требованиям. Решение задачи заключается в вычислении функционалов:

$$\Phi_i = n_i \cdot u_i \cdot p_i \cdot c_i \cdot a_i \cdot e_i \cdot s_i \cdot t_i \cdot \frac{N_i \cdot U_i \cdot P_i}{C_i \cdot E_i \cdot S_i \cdot A_i}$$

для всех i=1...М и нахождении ј такого, что $\Phi_j = \max{\{\Phi_i\}}$. Оптимальной системой для данной области применения с точки зрения предъявляемых требований будет система с порядковым номером j.

В формуле $n_i \cdot u_i \cdot p_i \cdot c_i \cdot a_i \cdot e_i \cdot s_i \cdot t_i$ — пороговые коэффициенты, определяющие применимость навигационной системы в данной области, такие, что: $n_i = 0$ при $N_i < N$ и $n_i = 1$ при $N_i \ge N$; $u_i = 0$ при $U_i < U$ и $u_i = 1$ при $U_i \ge U$; $p_i = 0$ при $P_i < P$ и $p_i = 1$ при $P_i \ge P$; $a_i = 0$ при $A_i > A$ и $a_i = 1$ при $A_i \le A$; $c_i = 0$ при $C_i > C$ и $c_i = 1$ при $C_i \le C$; $e_i = 0$ при $E_i > E$ и $e_i = 1$ при $E_i \le E$; $s_i = 0$ при $S_i > S$ и $s_i = 1$ при $S_i \le S$; $t_i = 0$ при $T_i \ne T$, $t_i = 1$ при $T_i = T$.

Полученные результаты удобно свести в таблицу, строками которой являются различные возможные компоненты персональных навигационных систем, а столбцами – их основные характеристики и функционал, набранный каждой системой. Исходя из последних разработок в данной области, необходимо проанализировать возможность использования следующих компонентов: БИНС на микромеханических датчиках; БИНС на микромеханических датчиках; БИНС на микромеханических датчиках; винсо и барометрическому высотомеру; спутниковые навигационные системы и их разновидности; системы мобильного позиционирования; радиолокационные системы; позиционирование с помощью миниатюрных видеокамер.

Получение подобных характеристик для интегрированных систем в общем случае является сложной задачей. Даже стоимость системы не будет равна сумме стоимостей элементов, входящих в её состав, так как использование алгоритмов интеграции требует больших вычислительных ресурсов, что сказывается на стоимости вычислителя для интегрированной системы.

В качестве мест возможных расположений датчиков, рассмотрим следующие: неограниченное; на плече; на грудной клетке (или спине); на поясе; на ступне. При неограниченном расположении датчики не фиксированы на теле человека и могут располагаться где угодно. Такое если находятся расположение датчиков характерно, они внутри миниатюрного мобильного устройства (например, мобильного телефона или карманного персонального компьютера). Способ эргономичен с точки зрения пользователя, однако, необходимо определять ориентацию датчиков относительно человека для правильной работы системы. Из графиков, представленных в работах [3, 4, 5] видно, что хотя структура сигнала ускорения для каждой части тела различна, все они имеют периодический характер, что позволяет обнаружить шаг и вычислить его длину. Наибольшую амплитуду и ярко выраженные периоды фазы опоры ступни (ускорение примерно равно 10 м/с², следовательно, датчик не подвижен) имеет сигнал ускорения, измеренный на ступне, что позволяет эффективно выделить фазы ходьбы и с наибольшей вероятностью обнаружить шаг. Сигналы ускорения, для других частей тела имеют в среднем амплитуду до 1,5 g, что также позволяет выделить фазы шага, однако, требует более сложной обработки, поскольку фазу опоры сложнее выделить из общего сигнала. Выходные сигналы магниторезистивных датчиков [3] практически не имеют колебаний и постоянны в течение всего периода шага при расположении на поясе, тогда как эти же сигналы, полученные от датчиков, расположенных на ступне, сильно искажены, что усложняет вычисление курса и позволяет его вычислить только в промежутке фазы опоры, где значение сигналов от датчиков постоянно. В таблице 1 показаны преимущества и недостатки каждого из способов расположения датчиков.

		Габлица Г
Располо-	Преимущества	Недостатки
жение		
датчиков		
Неогра-	Подходит для мобильных, миниатюрных	Необходимо определять
ниченное	устройств	ориентацию датчиков
	Вычислитель, датчики, устройство	относительно человека
	отображения информации могут быть	
	расположены в одном блоке	

Плечо	Улучшенный прием спутниковых сигналов Стабильная платформа для определения ориентации	Более сложные алгорит- мы обнаружения шага, вероятность ложного обнаружения или не обнаружения Необходим канал связи (проводной или беспро- водной) соединяющий отдельные элементы системы
Грудь (спина)	Оптимально при определении затрат энергии при выполнении какого-либо рода деятельности Стабильная платформа для определения ориентации Вычислитель и датчики могут быть расположены в одном блоке	Не всегда эргономично
Пояс	Оптимально при определении затрат энергии при выполнении какого-либо рода деятельности Стабильная платформа для определения ориентации Вычислитель и датчики могут быть расположены в одном блоке	Не всегда эргономично
Ступня	Простые алгоритмы обнаружения шага	Сложность определения угловой ориентации Необходим канал связи, соединяющий отдель- ные элементы системы

Амплитуда и частота съема сигналов от датчиков определяются деятельностью человека и характером передвижений, основываясь на результатах моделирований движений и экспериментов. Ниже приведены значения этих параметров для наиболее часто встречающегося типа локомоций человека – ходьбы. Амплитуда сигнала ускорения при ходьбе может достигать предельных значений в ±5 g в вертикальном направлении и до ±3 g в горизонтальной плоскости, максимальная угловая скорость нижних конечностей равна 90 град/с, а спектральная плотность находится в диапазоне ниже 15 Гц для нижней части туловища и до 5 Гц – для верхней части туловища. Таким образом, частота съёма сигналов с датчиков для ходьбы должна быть не ниже 30 Гц для восстановления измеряемого сигнала.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что для портативной навигационной системы, основанной на МЭМС датчиках, достаточно разрядности АЦП в 14 бит, а синхронизация по времени между сигналами различных каналов существенно не влияет на точность портативной навигационной системы и может быть равна 1 мс, что соответствует частоте выборки данных 1000 выборок в секунду [2].

Вычисление и отображение решения, может осуществляться непосредственно системой, расположенной на человеке или в системе, расположенной в центре управления, осуществляющем координирование действий групп людей (служба спасения, МЧС, коммунальные службы). Кроме того, решение может осуществляться и отображаться в обеих системах. Преимущества и недостатки каждого способа приведены в таблице

Таблица 2

Вид системы	Преимущества	Недостатки	Применение
Вычисление и отображе- ние – в системе, располо- женной на человеке	Не требуется канал связи; Анонимность	Большой объем вычисле- ний; Необходи- мость устройства отображе- ния	Навигация одного человека или группы людей без организации координации
Вычисление – в системе, расположе- нной на человеке, а отображение – в удаленной системе	Экономия на устройстве отображения и памяти; Использование радиоканала для определения местоположения	Большой объем вычисле- ний; Необходимо сть канала связи	Навигация группы людей с координацией из удаленной системы, вызов в службу спасения, спортивные соревнования
Вычисление – в удаленной системе, а отображение – в системе, располо-	Упрощение вычислений во встроенной системе; Возможность дополнительной обработки информации; Использование радиоканала для определения	Необходимо сть канала связи, необходи- мость устройства	Навигация группы людей с координацией из удаленной системы

женной на	местоположения	отображе-	
человеке		ния	
Вычисление и отображе- ние осуществ- ляется в удаленной системе	Упрощение вычислений во встроенной системе; Возможность дополнительной обработки информации; Использование радиоканала для определения местоположения	Необхо- димость создания канала связи	Слежение за группой людей, спортивные соревнования
Вычисление	Возможность	Необхоли-	Навигация
и отображе- ние осуществ- ляется в обеих системах	дополнительной обработки информации; Использование радиоканала для определения местоположения Возможность работы при пропадании канала связи	мость канала связи, Необходи- мость устройства отображе- ния	группы людей с координацией из удаленной системы

Проанализировав компоненты, используемые в современных навигационных системах для человека, существующие архитектуры можно разделить на четыре класса: системы без коррекции; системы с одним основным и одним корректирующим устройством; системы с одним основным и с несколькими корректирующими устройствами; системы с несколькими основными и несколькими корректирующими устройствами. В данной работе под основным устройством понимается инерциальный модуль на микромеханических датчиках, хотя в общем случае это может быть любая навигационная система, удовлетворяющая решению заданной задачи.

На рисунке 1 изображена структурная схема архитектуры системы без коррекции. К её особенностям можно отнести то, что в большинстве таких систем в качестве основного источника информации об угловой ориентации используется магнитный компас, а не триада гироскопов. Это связано с низкой точностью микромеханических гироскопов, а также их высокой акселерометрами стоимостью ПО сравнению И магнитометрами. С Использование в алгоритмах функционирования характерных для ходьбы человека периодических сигналов ускорения позволяет осуществлять ZUPT и ZIHR коррекции (коррекция происходит в моменты, когда скорость (ZUPT) или курсовая угловая скорость (ZIHR) равны нулю), что эффективно ограничивает рост ошибок местоположения и курса. Барометрический высотомер и карта местности, где будет происходить перемещение человека,

также позволяют улучшить навигационное решение, однако, используются не всегда, поэтому показаны на структурной схеме пунктирными линиями.

На рисунке 2 приведена структурная схема архитектуры системы с одним основным и одним корректирующим устройством, которая может быть преобразована в архитектуру с несколькими корректирующими устройствами, если применить в качестве устройств коррекции блоки, показанные пунктирными линиями, и в систему с несколькими основными и несколькими корректирующими устройствами, если применить несколько инерциальных модулей. Выбор того или иного устройства коррекции зависит от многообразия внешних сред и точности интегрированной навигационной системы, которую необходимо достичь. Алгоритм функционирования такой системы отличается необходимостью интеграции данных, что увеличивает требования, предъявляемые к вычислителю и его стоимости. При реализации архитектуры с несколькими основными и несколькими корректирующими устройствами инерциальные модули могут располагаться как в одной части тела, так и в различных, повышая точность интегрированной системы. Выбор того или иного способа расположения определяет сложность обработки и интеграции навигационной информации, а также итоговую точность системы.



Рис. 1.



Рис. 2.

специфическим алгоритмам функционирования К персональных навигационных систем относят: алгоритмы обнаружения шага и определения его длины. Обнаружение шага является фундаментальным при построении персональных навигационных систем. К наиболее распространенным методам обнаружения шага относятся: 1) обнаружение шага путем определения пиков ускорения; 2) при выполнении условия a = g; 3) методом дифференцирования ускорения. Первый метод определяет точки пиков вертикального ускорения. Шаг обнаруживается при последовательном возникновении положительного и отрицательного пиков за определенный временной промежуток. Второй метод определяет шаг, когда величина $a = \sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2}$ общего считываемого ускорения проходит величину локального ускорения свободного падения (g) в пределах некоторого интервала времени Δt . Третий метод основан на обнаружении периодов фазы опоры (часть цикла, когда ступня находится на земле) цикла ходьбы. В эти моменты ускорение, расположенного на ступне акселерометра постоянно, следовательно, его дифференциал равен нулю. Шаги подсчитываются дифференцированием сигнала ускорения и определением моментов, когда дифференциал равен нулю. Экспериментальные исследования показывают, первый третий метод лучше использовать что И с датчиками, установленными на ступне, где сигнал ускорения наиболее выражен, а второй метод позволяет размещать датчик в любом месте на теле человека, что делает его более универсальным.

Выводы

1) компоненты системы должны выбираться, исходя из требований, предъявляемых к системе, используя метод, приведенный в работе;

2) архитектура системы во многом определяет точность и сложность алгоритмов функционирования системы, поэтому её выбор должен основываться на этих параметрах;

3) алгоритм функционирования любой автономной персональной навигационной системы должен учитывать особенности присущие каждому виду деятельности, а также индивидуальность локомоций человека, а алгоритм функционирования интегрированных систем должен учитывать особенности работы систем коррекции для различных внешних сред.

Литература

- 1. *Самарин А*. Мультисенсорные навигационные системы для локального позиционирования//Современная электроника. М.: «Ста-Пресс», №6, 2006, стр. 10-17.
- 2. Design and Implementation Issues of Portable Navigation System, Zainab Fatima Syed (Ph. D. thesis), February, 2009, UCGE Report 20288, Department of geomatics engineering, University of Calgary, Calgary, Alberta, Canada.
- 3. R. Stirling, J. Collin, K. Fyfe, and G. Lachapelle, "An innovative shoe mounted pedestrian navigation system," in Proceedings of European Navigation Conference GNSS 2003, Graz, Austria, 22 25 April 2003.
- 4. Lachapelle, G., Godha, S., Cannon, M.E., Performance of integrated HSGPS-IMU technology for pedestrian navigation under signal masking. Proceeding, European Navigation Conference, May 8-10, Royal Institute of Navigation, ENC-GNSS, Manchester, U.K, pp. 1-24, 2006.
- 5. Ladetto, Q., Gabaglio, V., Meminod, B., Terrier, P., Schutz, Y. Human Walking Analysis Assisted by DGPS. GNSS, Edinburgh, 2000.

УДК 629.5.052.7

НЕЙРОСЕТЕВЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНИВАНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ Еременко А.П., Снигур А.К.

Национальный университет кораблестроения им. адм. Макарова

Вступление

В настоящее время в бесплатформенных инерциальных навигационных системах (БИНС) для обработки информации широкое применение нашли алгоритмы рекуррентного оценивания и фильтрации измерительной информации. На основе таких алгоритмов решается задача оценивания состояния навигационной системы. Преимуществом таких алгоритмов является высокая скорость вычислений оценок параметров состояния, обусловленная использованием матричных операций. Недостатком является зависимость алгоритмов априорного стохастических OT знания Несоответствие характеристик. закона распределения возмущений И оцениваемых параметров приводит К появлению возрастающих погрешностей оценивания.

Существуют методы оценивания, не использующие априорную информацию, в частности, метод наименьших квадратов, однако они обладают худшей сходимостью.

Перспективным средством обработки информации в различных задачах являются нейронные сети. В работах [1, 2] рассмотрены различные подходы к синтезу нейросетевых структур и алгоритмов, однако недостаточно внимания уделялось выбору типа нейронных сетей, функций активации нейронных элементов, методу обучения нейронных сетей.

Целью работы является анализ возможных способов применения нейронных сетей к задаче оценивания погрешностей инерциальных навигационных систем.

Как указано в работе [3] актуальной задачей при синтезе нейросетевых алгоритмов оценивания является их сравнение с традиционными алгоритмами в частности, основанных на теореме Байеса, для обоснованного принятия решения о структуре и параметрах нейросетевого алгоритма.

Задача оценивания заключается в определении *n*-мерного вектора погрешностей навигационной системы $x = [x_1, ..., x_n]^T$ по *m*-мерным измерениям $y = [y_1, ..., y_m]^T$, которые имеют следующий вид [3]

$$y = s(x) + v$$

где $s(x) = [s_1(x), ..., s_m(x)]^T$ – известная *m*-мерная нелинейная вектор-функция векторного аргумента, $v = [v_1, ..., v_m]^T$ – случайный вектор, содержащий ошибки измерения. Для применения теоремы Байеса к решению данной задачи необходимо задать совместную функцию плотности распределения вероятности для векторов *x* и *y*: f(x, y).

Нахождение оценок вектора $\hat{x}(y)$ по измеренным значениям *у* производится таким образом, чтобы минимизировать критерий [3]

$$J = \iint \| (x - \hat{x}(y)) \|^2 f(x, y) dx dy.$$

Данная оценка является оптимальной в среднеквадратичном смысле. Эту оценку можно представить в следующем виде: [3]

$$\hat{x}(y) = \int x f(x / y) dx,$$

где

$$f(x / y) = \frac{f(x, y)}{\int f(x, y) dx},$$

это условная апостериорная функция плотности распределения вектора *x*.

В работе [3] представлены выражения для оценок вектора *x*, получаемы с помощью нейронной сети. Для построения такого алгоритма использована обучающая выборка, представляющая собой совокупность вида

$$\{x^{(j)}, y^{(j)}\}, j = \overline{0, n_0}.$$

При этом обязательным условием является то, что пары $x^{(j)}, y^{(j)}$ должны представлять собой независимые реализации случайных векторов с совместной плотностью распределения f(x, y). В таком случае критерий оптимальной оценки имеет вид:

$$\widetilde{J} = \frac{1}{n_0} = \sum_{j=1}^{n_0} \|x^{(j)} - \widetilde{x}(y^{(j)})\|^2.$$

При $n_0 \rightarrow \infty$ данный критерий сходится к указанному выше.

Оценку, формируемую НС можно представить в виде [3]

$$\hat{x}^{HC}(y) = K^{HC}(y, \widetilde{W}),$$

где $K^{HC}(y, \tilde{W})$ – оператор HC, \tilde{W} – матрица, задающая массив смещений и весовых коэффициентов, определяемая в процессе обучения нейронной сети.

Простейшей HC, используемой для решения задачи оценивания, является линейная однослойная сеть прямого распространения, при этом определение весовых коэффициентов матрицы \tilde{W} производится методом обратного распространения ошибки. Данный метод широко используется в различных областях применения HC.

В этом случае уравнение нейронной сети принимает вид [3]

$$\hat{x}^{HC}(y,\widetilde{W}) = w_0 + Wy,$$

здесь $\widetilde{W} = \begin{bmatrix} w_0 & W \end{bmatrix}$ – блочная матрица размерностью $n \times (m+1)$, включающая *n*-мерный вектор смещений нейронных элементов (НЭ)

$$W_0 = \begin{bmatrix} W_{10} \\ \dots \\ W_{n0} \end{bmatrix}$$

и матрицу весовых коэффициентов размерностью $n \times m$

 $W = \begin{bmatrix} w_1 & \dots & w_l & \dots & w_n \end{bmatrix}^T,$

где

$$w_{l} = \begin{bmatrix} w_{l1} \\ ... \\ w_{lm} \end{bmatrix} - m$$
-мерные векторы, $l = \overline{1, n}$. Таким образом, данная нейронная

сеть имеет один слой НЭ, размерность которого соответствует размерности вектора *x*. В простейшем случае функция активации НЭ имеет вид тождественного преобразования [3]

$$\psi(s) = s, -\infty < s < \infty.$$

Структурная схема такой сети представлена на рисунке 1 [3]. Все НЭ имеют одинаковый вход инициализации $b_0 = 1$.



Рис.1. Структура НС для решения задачи оценивания

При использовании в качестве критерия обучения НС выражения

$$\widetilde{J}^*\left(\widetilde{W}\right) = \frac{1}{n_0} \sum_{j=1}^{n_0} \left\| x^{(j)} - \widehat{x}^{HC(j)}\left(y^{(j)}, \widetilde{W} \right) \right\|^2$$

оценки вектора *x*, формируемые нейронной сетью, будут близки по своим свойствам к оценкам, получаемым с помощью алгоритма Байеса, оптимального в классе линейных алгоритмов [3]

Другим направлением в применении нейронных сетей к задаче оценивания погрешностей БИНС является синтез нейросетевых наблюдающих устройств, применение которых особенно актуально для нелинейных моделей погрешностей с неизвестными параметрами взаимосвязи. В этом случае используется следующая постановка задачи. Модель погрешностей навигационной системы представляется в виде [4]

$$\dot{x}_{t} = f(x_{t}, u_{t}, t) + \xi_{1,t},$$

 $y_{t} = Cx_{t} + \xi_{2,t},$

где $f(\cdot)$ – в общем случае неизвестная нелинейная вектор-функция векторных аргументов, определяющая динамику погрешностей; $\xi_{1,t}, \xi_{2,t}$ – векторные функции с ограниченной энергией, отображающие внешние возмущения; индекс *t* обозначает момент времени, для которого берутся отсчеты сигналов.

Для решения таких задач целесообразно применение рекуррентных динамических нейронных сетей, имеющих обратные связи между выходом сети и входами НЭ [5].

Простейшая модель наблюдающего устройства имеет вид [4]

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}_{t}}{dt} = A\hat{x}_{t} + W_{1,t}\sigma(\hat{x}_{t}) + W_{2,t}\varphi(\hat{x}_{t})\gamma(u_{t}) + K_{t}[y_{t} - \hat{y}_{t}], \\ \hat{y}_{t} = C_{0}\hat{x}_{t}, \end{cases}$$

где \hat{x}_t – вектор состояния динамической нейронной сети, $W_{1,t}, W_{2,t}$ – матрицы весовых коэффициентов прямых и обратных связей между НЭ соответственно, $\sigma(\hat{x}_t)$ – функция активации прямого слоя, u_t – вектор выходного сигнала нейронной сети прямого слоя, $\varphi(\hat{x}_t), \gamma(u_t)$ – компоненты функции обратной связи, K_t – матрица коэффициентов усиления наблюдающего устройства, \hat{y}_t – вектор выходов наблюдающего устройства, C_0 – матрица связи для вектора \hat{y}_t .

Структурная схема навигационной системы, использующей рассмотренные выше алгоритмы, представлена на рисунке 2. В такой схеме возможно применение любого из рассмотренных выше подходов [6, 7].

Направления дальнейших исследований

Для обоснованного выбора схемы комплексирования, структуры HC и алгоритма ее обучения необходима разработка критериев качества оценивания в зависимости от указанных выше характеристик.

Для динамических нейронных сетей необходимо исследование условий устойчивости адаптации сети при изменении параметров внешних возмущений и параметров модели погрешностей БИНС.

Отдельным вопросом является задача построения оптимальных нейросетевых структур, позволяющих использовать априорную информацию о динамических характеристиках оцениваемых процессов.



Рис.2. Схема комплексированной навигационной системы на основе нейросетевых методов обработки данных.

Выводы

Рассмотренные подходы решению задачи оценивания погрешностей навигационных систем позволяют синтезировать алгоритмы оценивания, применение которых в составе алгоритмического и программного обеспечения комплексированных навигационных систем, в свою очередь позволит повысить их устойчивость к воздействию внешних возмущений и внутренних случайных процессов, и как следствие обеспечить более высокую точность определения навигационных параметров подвижных объектов.

Литература

1. *Каточ Р., Махапатра П. Р.* Оценка пространственного положения самолета при помощи GPS приемника с использованием нейронной сети и фильтра Калмана // Гироскопия и навигация, 2006, №3 С. 3-10.

2. Степанов О.А., Амосов О.С. Оптимальная линейная фильтрация с использованием нейронной сети // Гироскопия и навигация, 2004, №3 С. 14-29.

3. *Амосов О. С.* Нейросетевые и нечеткие методы оценивания стохастических систем : Дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.18. – Комсомольск-на-Амуре, 2004. – 352 с.

4. Poznyak A.S., Sanchez E.N., Yu W. Differential neural networks for robust nonlinear control. Identification, state estimation and trajectory tracking. – Singapore: World Scientific Publishing, 2001. – 453 pp.

5. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.

6. Применение теории нелинейной фильтрации в задачах обработки навигационной информации / О.А. Степанов. – СПб: ГНЦ РФ – ЦНИИ «Электроприбор», 2003. – 370 с.

7. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов / О.Н. Анучин, Г.И. Емельянцев. – СПб.: ГНЦ РФ ЦНИИ «Электроприбор», 2003. – 390 с.

УДК 531.383

ГИРОСКОПЫ НА БОЗЕ-ЭЙНШТЕЙНА КОНДЕНСАТАХ: БАЗОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Кробка Н.И., Биденко А.И., Волынцев А.А., Трибулев Н.В., Черниченко В.С. НИИ прикладной механики имени академика В.И. Кузнецова – Филиал ФГУП «ЦЭНКИ»

Вступление

В 1924 г. Ш. Бозе предложил альтернативный метод для вывода формулы Планка спектра излучения черного тела [1]. А. Эйнштейн обобщил идею Бозе на частицы, обладающие массой [2, 3]. В результате была создана статистика Бозе-Эйнштейна:

$$\langle n \rangle_{E-\Im} = \frac{1}{\exp\left(\frac{E-\mu}{kT}\right) - 1}.$$
 (1)

Здесь: п – количество частиц, Е – энергия состояния, μ – химический потенциал, Т – температура, k – постоянная Больцмана, $\langle ... \rangle$ – усреднение по ансамблю. В статистике Бозе-Эйнштейна (1) нет ограничения на количество частиц (бозонов), которые могут находится в одном и том же энергетическом состоянии.





Рис.1. Ш. Бозе [4] и А. Эйнштейн [5]

Рис.2. Распределение бозонов и фермионов по энергетическим уровням

[6]

Бозе-Эйнштейна конденсат (БЭК) – когерентное состояние материи при температурах близких к абсолютному нулю – бозоны находится на нижнем энергетическом уровне. Экспериментальное подтверждение этой гипотезы А. Эйнштейна было получено спустя 70 лет.

В 1995 г. К. Виман и Э. Корнелл получили первый БЭК газа щелочных металлов. БЭК состоял из двух тысяч атомов рубидия-87 и был охлажден до температуры 170 нК. Независимо группа В. Кеттерле получила БЭК атомов натрия-23. Количество атомов в их конденсате было больше в сто раз [7].

В 2001 г. присуждена нобелевская премия по физике «за достижение Бозе-Эйнштейна конденсатов в разреженных газах щелочных металлов и за ранние фундаментальные исследования свойств конденсатов» (рис.3).



The Nobel Prize in Physics 2001 was awarded jointly to Eric A. Cornell, Wolfgang Ketterle and Carl E. Wieman "for the achievement of Bose-Einstein condensation in dilute gases of alkali atoms, and for early fundamental studies of the properties of the condensates".

Рис.3. Нобелевские лауреаты: Eric A. Cornell, Wolfgang Ketterle, Carl E. Wieman [8]

БЭК – пример макроскопических когерентных квантовых явлений.

В 1997 г. экспериментально наблюдалась интерференция двух БЭК, разнесенных на 40 мкм, созданных испарительным охлаждением атомов натрия. Высококонтрастные интерференционные полосы волн материи наблюдались после выключения потенциала и предоставления конденсатам возможности свободно расширяться и перекрываться в течение 40 мс [9].



Рис.4. Интерференционная картина двух расширяющихся БЭК [9]

Исследования БЭК ведутся многими исследовательскими центрами. Известно более 200 групп, занимающихся технологиями БЭК, из них: в США – 50, в Англии – 20, в Азии – 15, в Германии – 15 [10].

Интенсивно развивается направление создания гироскопов на основе БЭК.

Базовые технологи для создания гироскопа на БЭК

- Технология охлаждения атомов и получения БЭК
- Технология удержания БЭК
- Технология транспорта БЭК

• Технология съема информации

Технология охлаждения атомов

В 1997г. С. Чу, К. Коэн-Таунджи и В. Д. Филипс стали лауреатами нобелевской премии по физике «за развитие методов охлаждения и пленения атомов с помощью лазерного света». Лазерное охлаждение является неотъемлемой частью технологии получения БЭК. Схема лазерного охлаждения представлена на рисунке 5.



Рис.5. Схема лазерного охлаждения [11, 12]

Атом, движущийся со скоростью v, поглощает фотон с импульсом $\hbar k = \frac{h}{\lambda}$. Поглощая фотон, атом замедляется. Далее происходит спонтанное излучение в произвольном направлении, однако атом, в результате многих поглощений и переизлучений фотонов, замедляется. Используют 3 пары лазерных лучей во взаимно ортогональных плоскостях (рис. 6).



Рис.6. – Трехмерное лазерное охлаждение атомов [13]

На финальном этапе охлаждения применяют испарительное охлаждение: высоту потенциальной ямы снижают и самые «горячие» частицы покидают ее, снижая энергию оставшейся системы (рис.7).



Рис.7. Принципиальная схема испарительного охлаждения [14]

Технология удержания БЭК

Для удержания БЭК используют магнито-оптические ловушки (МОЛ) – сочетание лазерного охлаждения и магнитного поля соленоидов (рис. 8).



Рис.8. Магнито-оптические ловушки [15, 16]

Принцип действия МОЛ показан на рисунках 9 и 10.



Рис.9. Конфигурация магнитов Иоффе-Притчарда [16]



Рис.10. Принцип действия магнито-оптической ловушки [16]

Технология транспорта БЭК

Транспорт БЭК можно реализовать многими способами. Самый простой из них – под действием силы тяжести. На таком принципе был построен первый атомный лазер. Высокочастотными радиоимпульсами часть

атомов выводилась из МОЛ и под действием силы тяжести устремлялась вниз [18].





Рис.11. Схема первого атомного лазера и экспериментальные результаты [17-19]

Продемонстрирован транспорт БЭК на расстояние 44 см (рис. 12) [20].



Рис.12. Установка для перемещения БЭК и экспериментальные результаты [20]

Продемонстрировано перемещение БЭК волноводами (рис. 13) [21].



Рис.13. Схема перемещения БЭК с помощью волноводов [21]

Технология съема информации

БЭК расщепляется когерентно на две части, которые перемещаются в интерференционную область и после выключения потенциала создают интерференционную картину (рис. 14) [22].



Рис.14. Схема эксперимента [22]

Выводы

Продемонстрирован миниатюрный (площадь ловушки ~ мм²) гироскоп на БЭК, использующий суперпозицию вихрей. Создается когерентная суперпозиция двух противоположно вращающихся вихрей плененного БЭК. Интерференционная картина поворачивается на угол, пропорциональный угловой скорости вращения ловушки (рис. 16-19) [23].

 Ω_c, σ_-



Оценка минимальной обнаружимой угловой скорости составляет [23]: $\Omega_{\min} = 5 \times 10^{-8} rad \cdot s^{-1} \cdot Hz^{-1/2}$.

Литература

- 1. Bose, S. N., Plancks Gesetz und Lichtquantenhypothese // Zeitschrift für Physik. 1924. 26. 178-181.
- Einstein, A., Quantentheorie des einatomigen idealen gases // Sitzungsberichte der Preussischen Akademie der Wissenschaften. – 1924. – Physik-Mathematik. – 261–267.
- Einstein, A., Quantentheorie des einatomigen idealen gases. Zweite Abhandlung // Sitzungsberichte der Preussischen Akademie der Wissenschaften. – 1925. – Physik-Mathematik. – 3–14.
- 4. http://ru.wikipedia.org/wiki/Бозе, Шатьендранат
- 5. http://butaji.wordpress.com/2009/02/22/загадка-эйнштейна/
- 6. http://korzar.sme.sk/c/5740246/wolfgang-pauli-bol-genialnym-fyzikom.html
- Cornell, E. A., Wieman, C. E., Nobel lecture:Bose-Einstein condensation in a dilute gas, the first 70 years and some recent experiments// REVIEWS OF MODERN PHYSICS. – 2001. – Vol. 74. – No. 3. – Pp. 875-893.
- 8. Http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2001/
- Andrews, M.R., Townsend, C.G., Miesner, H.J., Durfee, D.S., Kurn, D.M., Kettele, W. Observation of Interference Between Two Bose Condensates //Science. – 1997. – Vol. 275. – No. 22. – Pp. 3969-3973.
- 10.http:// www.uibk.ac.at/exphys/ultracold/atomtraps.html
- 11.Fillips, W.D. Laser cooling and trapping of neutral atoms//Nobel lecture. 1997.
- 12.Gallis, M.R. Models for local Ohmic quantum dissipation// Phys. Rev. A. 1993. No. 48. 1028.
- 13.http://susu-microwave.blogspot.com/2010 06 01 archive.html
- 14.http://galileo.phys.virginia.edu/research/groups/sackett/research.html
- 15.http://www.physics.otago.ac.nz/research/jackdodd/resources/exp_aspects.

УДК 531.383

НОВЫЙ ЭТАП ГИРОСКОПИИ НА ЭФФЕКТЕ САНЬЯКА: СОСТОЯНИЕ РАБОТ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ

Кробка Н.И.

НИИ прикладной механики имени академика В.И.Кузнецова – Филиал ФГУП «ЦЭНКИ»

Вступление

В мировой практике гироскопической техники готовится прорыв – третье поколение гироскопов на эффекте Саньяка (ГЭС) – на медленных волнах материи – на волнах де Бройля (ВБ), Бозе-Эйнштейна конденсатах (БЭК) и сверхтекучести гелия (СГ) [1-4].

Известны ГЭС трех поколений:

- I поколение ГЭС – лазерные гироскопы (ЛГ);

- II поколение ГЭС – волоконно-оптические гироскопы (ВОГ);

- III поколение ГЭС (ГЭС-III) – три новых направления гироскопов на основе:

1) атомных интерферометров (АИ) на ВБ (АИВБ); 2) БЭК; 3) СГ.

Прогнозируемая точность ГЭС-III может превысить точность ЛГ и ВОГ (их современная точность ~ 10^{-4} град/час) на четыре порядка (10^{4}) [5, 4] и составить ~ 10^{-8} град/час [6, 7], что превосходит точность всех существующих в современной практике гироскопов (кроме уникальных электро-статических гироскопов (ЭСГ) Стэндфордского университета, использованных в проекте Gravity Probe B [8]). Более того, при использовании идей развивающихся технологий квантовой передачи информации (АИВБ с двумя входами в запутанных состояниях [9]) возможно дополнительное повышение точности ГЭС-III на шесть порядков (10^{6}) [9], что соответствует беспрецедентной точности гироскопов ~ 10^{-14} град/час [10-12].

Предстоящий путь к созданию ГЭС-III с указанными точностями (~ 10^{-8} град/час и ~ 10^{-14} град/час), естественно, не простой и не близкий.

Развитие технологий ГЭС началось в XIX веке. Чувствительность к абсолютному вращению оптических кольцевых интерферометров впервые предсказал в 1893 г. сэр Лодж [13]:

$$\Delta \Phi_l = \Delta \Phi_l^+ - \Delta \Phi_l^- = 8\pi \frac{S}{\lambda c} \Omega .$$
⁽¹⁾

Здесь: $\Delta \phi_l$ — разность приращений фаз световых волн, проходящих замкнутый контур во встречных направлениях, Ω — проекция вектора абсолютной угловой скорости на нормаль к контуру, *S* — площадь контура, λ — длина волны, *c* — скорость света в вакууме.

20 лет спустя эффект (1) подтвердил экспериментально Саньяк [14].

Для ГЭС-Ш прямой заменой скорости света *с* на скорость v частицы (массы *m*) и длины волны фотона λ на длину волны λ_{dB} де Бройля [15] из (1) следует выражение для чувствительности к абсолютному вращению [4]

$$\Delta \Phi_m = 8\pi \frac{S}{\lambda_{dB} v} \Omega = 8\pi \frac{S}{v} \frac{mv}{h} \Omega = 4\frac{m}{\hbar} S\Omega.$$
⁽²⁾

Отношение чувствительности (2) и (1) имеет вид:

$$\frac{\Delta \Phi_m}{\Delta \Phi_l} = \frac{\partial \Delta \Phi_m / \partial \Omega}{\partial \Delta \Phi_l / \partial \Omega} = \frac{\lambda c}{v} \frac{1}{\lambda_{dB}} = \frac{\lambda c}{v} \frac{mv}{h} = \frac{mc}{h} \lambda = \frac{mc}{h} \frac{c}{v} = \frac{mc^2}{hv}.$$
(3)

Здесь: *m* - масса частицы, *h* - постоянная Планка, *v* - частота фотона.

Сравнивая энергии фотона Ne-He лазера ($\lambda = 0.63 \times 10^{-6}$ м) и атомов ⁴He, Cs или молекулы фуллерена C₆₀, отношение (3) составляет соответственно:

 2×10^9 , 6×10^{10} или 3×10^{11} – увеличение в 10^9 - 10^{11} раз чувствительности ГЭС-III по сравнению с ЛГ и ВОГ.

В мировой практике ЛГ развивались с 1960-х [16]. За 20 лет отработки (к началу 1980-х) точность ЛГ составила: стабильность нуля – 10^{-3} - 10^{-2} град/ч, случайный дрейф – 10^{-4} - 10^{-3} град/ч^{1/2}, стабильность масштабного коэффициента (МК) – 10^{-9} - 10^{-6} (1 σ). В НИИ ПМ им. акад. В.И. Кузнецова разработки ЛГ проводились в 1985-1995 годах, - была достигнута точность ЛГ: стабильность нуля – 10^{-2} град/час, случайный дрейф – 10^{-3} град/час^{1/2}, стабильность МК – 10^{-7} (1 σ) [17-19].

В 1970-х начались разработки ВОГ [20]. Современная точность ВОГ (1 σ): (10⁻⁴÷10⁻³) град/час (США), (10⁻³÷10⁻²) град/час (Евросоюз, КНР), (5х10⁻³÷10⁻²) град/час (Россия) [21, 22]. Точность ВОГ НИИ ПМ им. акад. В.И.Кузнецова: 10⁻² град/ч (1 σ) позволяет прорабатывать комплексы командных приборов на ВОГ с перспективой дальнейшего повышения точности ВОГ [22].

ГЭС на ВБ нейтронов продемонстрированы в 1970-х [23]. С начала 1990-х отрабатывались АИ [24, 25]. Достигнутая точность ГЭС на АИВБ (рекордный результат Стэндфордского университета): стабильность нуля – 7х10⁻⁵ град/ч, случайный дрейф – 3х10⁻⁶ град/ч^{1/2}, стабильность МК – 5х10⁻⁶ (1σ) [25].

ГЭС на СГ продемонстрированы в 1990-х [26, 27]. Точность ГЭС на СГ: шум – 1,4х10⁻⁷ (рад/с)/Гц^{1/2}, дрейф – 1,2х10⁻⁴ град/ч (1σ) [28, 29].

В разработках ГЭС-III трех направлений (на АИВБ, СГ и БЭК) лидируют:

- ГЭС-III на АИВБ: Стэндфордский университет [30] и компания AOSense, Inc. [31];

- ГЭС-III на СГ: Калифорнийский университет (Беркли) [32] и Парижский университет (Paris-Sud University 11, Orsay, France) [33];

- ГЭС-III на БЭК: Louisiana State University [34, 35], University of Electro-Communications (Chofu-ga-oka, Chofu-shi, Tokyo, Japan) [36, 37] и другие.



Рис.1. Схема ГЭС-III на АИВБ [24, 25]

Разработки ГЭС-III стимулировали новую волну интереса к автономным (без спутниковых систем GPS/ГЛОНАС) инерциальным навигационным системам с характерной точностью порядка 1 м/час [39-41].

Проект Gravity Probe В [42], в котором использовались криогенные ЭСГ Стэндфордского университета, широко известен.

Менее известно, что с 1999 г. Европейским космическим агентством прорабатывается проект HYPER-PRECISION ATOM INTERFEROMETRY IN SPACE (HYPER) [43-45], в котором в отличие от эффекта геодезической прецессии, проверявшегося в проекте Gravity Probe B, будет проверяться более тонкий эффект – эффект Лензе-Тирринга (Lense-Thirring) [46, 47].





Рис.2. Проект HYPER[43-45] для Рис.3. Эскиз спутника миссии проверки эффекта Лензе-Тирринга [46, 47] НУРЕК [32]

На основании постобработки результатов экспериментов проекта Gravity Probe B декларируется точность ЭГС, использованных в этом проекте, на уровне 10^{-11} град/час, что позволило экспериментально подтвердить эффект геодезической прецессии. Эффект Лензе-Тирринга более тонкий на два порядка, для его экспериментального подтверждения необходимы гироскопы с точностью на два порядка (10^2) лучше. Именно такого уровня точности гироскопы создаются в настоящее время для проекта НҮРЕR.

В мировой практике технологии холодных атомов развиваются широко и интенсивно – известно более трехсот исследовательских групп [49] – ведущих исследовательских физических центров и университетов Австралии, Австрии, Бразилии, Канады, Китая (Китайской Народной Республики и Тайваня), Дании, Финляндии, Франции, Германии, Индии, Израиля, Италии, Японии, Республики Корея, Нидерландов, Новой Зеландии, Польши, России, Сингапура, Испании, Швеции, Швейцарии, Великобритании и США, в т. ч. финансируемых по программам SBIR (Small Business Innovation Research) – инновационные исследования малого бизнеса и SBTT (Small Business Technology Transfer) – трансферт технологий малого бизнеса [50]. По программам SBIR и SBTT финансируются разработки по многим направлениям перспективной техники, в т.ч. разработки гироскопической техники, в частности – ГЭС-III. Характерный пример – одно из предприятий малого бизнеса США, ведущее разработки ГЭС-III по заказам Министерства обороны США, – компания AOSense, Inc. [31]. За три года (2006г.-2009г.) объем финансирования компании AOSense, Inc. Министерством обороны США превысил 21 млн. долл. США [51-53].

Известный прогноз Лаборатории Дрейпера на отдаленную перспективу состояния гироскопической техники можно скорректировать. – Рисунок 4.



Рис.4. Комментарий к прогнозу Лаборатории Дрейпера начала 1990-х годов на отдаленную перспективу состояния гироскопической техники [6, 7].

Высокоточным механическим гироскопам (ЭСГ проекта Gravity Probe В) в ближайшем будущем предстоит конкурировать с ГЭС-III [6, 7].

В НИИ ПМ имени академика В.И. Кузнецова создана первая в России группа (группа X), цель которой на первом этапе - исследования особенностей построения и технологий ГЭС-III всех трех новых перспективных направлений: ГЭС-III на АИВБ, ГЭС-III на СГ и ГЭС-III на БЭК.



Рис.5. Группа X («технология ГЭС-III») НИИ ПМ имени академика В.И. Кузнецова

Выводы

Работы по исследованиям с целью последующей разработки и создания гироскопов нового поколения – ГЭС-III на основе: волн де Бройля, Бозе-Эйнштейна конденсатов и сверхтекучести гелия – были начаты автором в 2008 г. в инициативном порядке [1] и продолжают развиваться [49].

Работа частично поддержана государственным контрактом № 02.740.11.0528 от 15.03.10г.

УДК 621.396.988.6

СИСТЕМА НАВИГАЦИИ И ОРИЕНТАЦИИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АПАРАТА НА ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКАХ Малышева Ю.А. Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

Введение

В настоящее время наиболее распространенными навигационными системами летательных аппаратов являются инерциальные навигационные системы, которые обеспечивают необходимую точность навигационных параметров. Однако для малых летательных аппаратов применение точных инерциальных навигационных систем чаще всего невозможно исходя из массогабаритных или стоимостных требований. Поэтому на такие ЛА устанавливают инерциальные системы средней или низкой точности, которые с течением времени накапливают существенную погрешность.

Поскольку навигационные системы, работающие на различных физических принципах, имеют отличные друг от друга преимущества и недостатки, разработка высокоточных систем навигации, как правило, строится на комплексировании таких систем [1]. Многие малые летательные аппараты используются для получения снимков окружающего пространства в реальном масштабе времени. С этой целью на их борту устанавливается оптическое оборудование. Изображение, полученное от бортовой видеокамеры, несет достаточное количество информации для определения пространственного положения летательного аппарата.

Смещение и угол поворота горизонта на видеокадре может дать информацию о положении камеры, а, следовательно, и летательного аппарата относительно поверхности Земли. При автоматизации данного процесса и построении системы ориентации возникают определённые трудности, например, выделение на изображении только линии горизонта из множества присутствующих линий. Для решения такой задачи используются методы и приёмы компьютерного зрения, адаптируемые впоследствии к специфическим условиям [2, 3].

Часто подобные системы не имеют возможности обрабатывать получаемую информацию непосредственно на борту летательного аппарата из-за сложности алгоритма обработки. Поэтому возникает потребность в разработке эффективных автономных алгоритмов определения параметров движения летательного аппарата.

Постановка задачи

Рассмотрим алгоритм выделения линии горизонта на основе методов компьютерного зрения, который может быть использованы в бортовом вычислителе, и алгоритм работы корректируемой оптической системы ориентации и навигации ЛА.

Алгоритм выделение линии горизонта

Рассмотрим исходное изображение рис.1, *а.* Исследование цветовых составляющих RGB изображения показывает, что линию горизонта можно выделить во всех трёх цветовых каналах. Поэтому обработка применяется параллельно к каждому цветовому каналу исходного изображения, после которой производится коррелирование полученной информации для построения единой линии горизонта.

Обработка изображения производится с помощью морфологических операторов - морфологического сглаживания [4]. Процесс состоит из открытия и закрытия каждого канала изображения для того, чтобы устранить пространственные вариации интенсивности. Преимущество малые морфологических линейными использования операторов над низкочастотными фильтрами заключается в том, что первые лучше размеры и положение различных границ. Это сохраняют является существенно важным условием для обеспечения их точной оценки.

Применим в алгоритме при обработке каналов изображения круговой структурный элемент с радиусом в 20 пикселей, так как он имеет изотропную природу. Во время обработки структурный элемент может вводить ложные кривые, которые в последствии будут устранены преобразованием Хафа [4].

Выделим границы при помощи оператора Собеля [4] на основе перепадов яркости на изображении с помощью вычисления градиента функции интенсивности в каждой точке изображения. На рис. 1 для исходного изображения *а* приведён результат выделения границ во всех трёх цветовых каналах (рис. 1 б, в, г).

Хотя положение границ, относящихся к горизонту, на каждом цветовом канале изображения визуально хорошо коррелируется, для улучшения перекрытия в последующем всех трёх каналов применяем морфологический оператор расширения. На рис. 1, ∂ представлен результат применения операции расширения к синему каналу изображения *a*.

Объединение полученной информации трёх каналов *а*, *б*, *в* с помощью операции логического «И» показано на рис. 1, *е*.

Построение линий горизонта осуществляется стандартным методом выделения линейных элементов на изображении линейным преобразованием Хафа [4].

Результат работы алгоритма представлен на рис. 1, ж.







в

















ж

Рис .1. Этапы работы алгоритма:

а – исходное изображение; *б-г* – результат выделения границ оператором Собеля в красном, зелёном и синем канале изображения;

д – результат применения операции расширение к синему каналу

изображения; *е* – результат применения операции логического «И»; *ж* – результат работы алгоритма

Данный алгоритм был смоделирован в программной среде MatLab и применен к реальной видеопоследовательности, полученной от бортовой видеокамеры. Результаты анализа показывают, что эффективность данного алгоритма на реальной видеопоследовательности составляет около 70%. Большой вклад в погрешность определения линии горизонта вносят аппаратные погрешности: дисторсия объектива, а также помехи на изображении из-за дрожания видеокамеры.

Алгоритм работы корректируемой оптической системы навигации и ориентации ЛА

Рассмотрим алгоритм работы корректируемой оптической системы ориентации и навигации ЛА, структурная схема которой показана на рис. 2. В качестве базовой системы определения ориентации используется блок акселерометров. Известно, что с помощью акселерометров можно определять углы наклона объекта, измеряя величину ускорения свободного падения \overline{g} .

Однако необходимым условием такого определения на движущемся объекте является отсутствие его ускорения $\overline{W} = 0$, которое вносит погрешность в определение углов наклона. В данной работе предлагается горизонтальная схема расположения двух одноосных акселерометров для измерения углов крена γ и тангажа \mathcal{G} объекта (рис. 3).

Стандартными функциями приёмника спутниковой навигационной системы являются определения координат и скорости подвижного объекта. Используя эту информацию, можно оценить наличие ускорения \overline{W} . Если в некоторый момент времени ускорение равно нулю, то для определения углов ориентации ЛА можно использовать информацию, выдаваемую блоком акселерометров γ^{axc} , \mathscr{G}^{axc} . В противном случае используется информация, выдаваемая оптическим блоком γ^{onm} , \mathscr{G}^{onm} .

Для определения угла рыскания ψ предлагается использовать магнитометр.



Рис .2. Алгоритм работы корректируемой оптической системы ориентации и навигации ЛА: ψ, θ, γ - углы рыскания, тангажа и крена





В работе разработан и смоделирован автономный алгоритм определения линии горизонта на видеопоследовательности, при реализации которого в бортовом вычислителе ЛА бортовую видеокамеру можно использовать как дополнительный источник информации о текущем положении ЛА в горизонте.

Предложен алгоритм работы корректируемой оптической системы ориентации и навигации, позволяющий повысить точность определения параметров движения ЛА за счёт введения в систему дополнительной информации, получаемой от оптического датчика горизонта, и комплексирования блоков, которые для определения параметров используют информацию различной физической природы.

Литература

- 1. Винклер С., Шульц Х.-В., Бушманн М., Кордес Т., Ферсман П. Дешевая интегрированная инерциально-спутниковая навигационная система для малого летательного аппарата, дополненная каналом видеонаблюдения. Гироскопия и навигация № 4(47) СПб., 2004.
- 2. *Cornall T., Egan G.* Heavenand Earth: How to tell the difference // Paper no WC0055 Australian International Aerospace Congress, Melbourne Australia, March 2005.
- 3. *Dusha Damien, Walker Rodney, Boles Wageeh* Fixed-wing attitude estimation using vision based horizon detection // 22nd International Unmanned Air Vehicle Systems Conference 16-18 April 2007.

ЗНИЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНИХ ДРЕЙФІВ ДАТЧИКА КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ Маринич Ю. М., Гуменюк Ю. М Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

Вступ

В традиційних датчиках кутової швидкості (ДКШ) на базі динамічно настроюваного гіроскопа (ДНГ) повільні температурні та часові зміни взаємного розташування елементів конструкції, а також дрейф нуля датчика кута (ДК) являються причиною випадкової похибки, яка в даний час вирішується термостатуванням та симетризацією конструкції [1, 2] або за допомогою алгоритмічних методів компенсації випадкових похибок ДНГ [3].

На сьогоднішній день актуальною є задача побудови конструктивно та технологічно простого і, як наслідок, недорогого датчика кутової швидкості на базі динамічно настоюваного гіроскопа

Постановка задачі

Метою даної роботи є показати можливість виключення впливу перерахованих факторів на температурний дрейф ДКШ ДНГ при використанні в якості ДК сигнальної котушки, що обертається разом з валом привідного двигуна, та датчика моменту (ДМ) з керуванням по змінному струму.

Схема досліджуваного датчика кутової швидкості на базі ДНГ та введені системи координат



Рис.1 Схема ДКШ ДНГ: 1- привідний двигун, 2- постійний магніт, 3корпус, 4- котушка датчика моменту, 5- сигнальна котушка, 6- ротор ДНГ, магнітопровід, 7- пружний підвіс, 8- струмознімач. Введемо наступні системи координат на рис. 2:

1) ХҮZ – зв'язана з корпусом ДКШ;

2) $X_1Y_1Z_1$ - система, зв'язана з валом привідного двигуна. Кутова швидкість обертання привідного двигуна - $\dot{\gamma}$;

3) $X_0Y_0Z_0$ – система координат зв'язана з електричною віссю (Z_0) сигнальної котушки ДКШ. Кут φ задає площину, в якій має місце відхилення електричної вісі сигнальної котушки відносно вісі обертання, кут δ - величина цього відхилення. Кути φ та δ – повільно мінливі функції часу, що задають положення електричної вісі сигнальної котушки відносно вісі вала привідного двигуна.

Вісь повороту рамки внутрішнього пружного карданового підвісу співпадає з віссю X_1 , а вісь повороту ротора відносно рамки співпадає з лінією полюсів магніту ДМ. Кути повороту рамки і ротора позначені α , β (на рис.2 умовно не показані).



Рис. 2 Взаємне розташування систем координат

Напруга, що наводиться в сигнальній котушці магнітом ДМ: $U_{cuen} = -\varkappa \dot{\alpha} - \varkappa (\dot{\delta} \sin \varphi + \dot{\phi} \delta \cos \varphi), \quad \text{де}$ $\varkappa -$ крутизна сигнальної котушки, [B·c].

Схема формування току в ДМ та сигналів кутової швидкості Usin ft



Рис.3 Схема формування току в ДМ та сигналів кутової швидкості (СКШ), на якій зображено: 1- попередній підсилювач, 2- струмовий підсилювач потужності, 3- випрямляч.

Напруга U_{cuen} доповнюється напругою трасформаторного зв'язку з силовою котушкою ДМ $-U_{Ip} = M\dot{I}_{\partial M}$ та основною складовою сітьової наводки $-U \sin ft$, де

М- коефіцієнт трансформаторного зв'язку сигнальної котушки ДНГ та силової котушки ДМ, $\left[\frac{Be}{a}\right]$;

U – амплітуда;

f – частота сети, f=50Гц.

Напруга U_{cyc} , з якої формуються вихідні сигнали кутової швидкості - Ω_1, Ω_2 (в розмірності кутової швидкості), дорівнює:

$$U_{cyc} = K_2 (U_{cuen} - M\dot{I}_{\partial M} + U\sin ft)$$

де К₂ – коефіцієнт;

Для випрямлення U_{cyc} використовуються опорні напруги U_{roh1} , U_{roh2} з постійною амплітудою та фазовим зсувом на 90°. Ці напруги формуються у вентильному привідному двигуні і використовуються в контурі стабілізації частоти обертання ($\dot{\gamma} = const$). Для токового підсилювача потужності справедливе співвідношення $I_{dM} = nU_{cvc}$ (n – коефіцієнт).

Рівняння руху датчика кутової швидкості на базі ДНГ

Для отримання рівнянь руху досліджуваного ДКШ ДНГ використовуємо відомі [4] рівняння ДНГ відносно α і β, доповнюючи їх контуром керування рис. 3. Послідовно виконуючи заміну змінних

 $\begin{cases} \alpha_1 = \alpha \cos \gamma - \beta \sin \gamma \\ \beta_1 = \alpha \sin \gamma + \beta \cos \gamma \end{cases}$, де $\alpha_1, \beta_1 - кути$ відхилення вісі ротора відносно

вісі обертання вала двигуна в площинах каналів керування, та $\Omega_1 = -Q\alpha_1 \quad \Omega_2 = -Q\beta_1$, де $Q = \frac{\varkappa \dot{\gamma}}{2l_2 H}$ – добротність контуру керування ДКШ, $l_2 = \frac{1}{K_1 K_2 n}$, де K_1 – крутизна по току, $\left[\frac{H \cdot M}{a}\right]$,

Н – гіроскопічний момент; отримаємо рівняння ДКШ:

$$\begin{cases} \frac{l_1}{2l_2\lambda_{\aleph}Q}\ddot{\Omega}_1 + \frac{1}{\lambda_{\aleph}Q}\ddot{\Omega}_1 + \frac{1}{\dot{\gamma}}\dot{\Omega}_1 + \frac{1}{Q}\dot{\Omega}_2 + \Omega_2 = \frac{l_1}{2l_2\lambda_{\aleph}}\ddot{\Omega}_x + \frac{1}{\lambda_{\aleph}}\dot{\Omega}_x + \Omega_y + \\ + \frac{2}{Q\dot{\gamma}}\left(\dot{\delta}\sin\varphi + \dot{\phi}\delta\cos\varphi\right)\cos\gamma - \frac{U}{l_2H}\sin ft\cos\gamma - \mu f_1 \\ \frac{l_1}{2l_2\lambda_{\aleph}Q}\ddot{\Omega}_2 + \frac{1}{\lambda_{\aleph}Q}\ddot{\Omega}_2 + \frac{1}{\dot{\gamma}}\dot{\Omega}_2 - \frac{1}{Q}\dot{\Omega}_1 - \Omega_1 = \frac{l_1}{2l_2\lambda_{\aleph}}\ddot{\Omega}_y + \frac{1}{\lambda_{\aleph}}\dot{\Omega}_y - \Omega_x + \\ + \frac{2}{Q\dot{\gamma}}\left(\dot{\delta}\sin\varphi + \dot{\phi}\delta\cos\varphi\right)\sin\gamma - \frac{U}{l_2H}\sin ft\sin\gamma - \mu f_2 \end{cases}$$

де під малим параметром µ внесені складові, обумовлені малими моментами від залишкової жорсткості, в'язкого тертя і т.д., вплив яких добре досліджено;

 $\lambda_{\rm H}$ – нутаційна частота ДНГ, [c⁻¹]; $l_1 = \frac{M}{K_1}$, при чому $l_2 \gg l_1 \dot{\gamma}$; Ω_{x}, Ω_y – вхідні кутові швидкості в каналах керування.

Враховуючи, що зміна положення електричної вісі ДК під дією температури відбувається повільно, тобто $\varphi, \delta, \dot{\varphi}$ *та* $\dot{\delta}$ - квазістаціонарні величини, то вигляд стаціонарного рішення при постійній вхідній дії Ω_i =const, i=x, y, може бути наступним:

$$\begin{aligned} \Omega_1 &= \Omega_x + a_1 \cos(\dot{\gamma}t - \varphi_1) + a_2 \cos((f + \dot{\gamma})t - \varphi_2) + a_3 \cos((f - \dot{\gamma})t - \varphi_3) \\ \Omega_2 &= \Omega_y + b_1 \sin(\dot{\gamma}t - \varphi_4) + b_2 \sin((f + \dot{\gamma})t - \varphi_5) + b_3 \sin((f - \dot{\gamma})t - \varphi_6) \end{aligned}$$

де *a*_{*i*}, *b*_{*i*} (*i*=1..3)- амплітуди, ϕ_i (*j*=1..6) – зсув фаз.

Враховуючи той факт, що в компенсаційних ДКШ виконується нерівність $\frac{q}{r} < 0,6$, амплітуди сигналів кутової швидкості та фази можна представити у вигляді:

$$\begin{split} a_{1} &= b_{1} = \frac{2Q^{2}\lambda_{x}\sqrt{l_{2}^{2}(\dot{\gamma}^{3}+\lambda_{x}^{3})^{2}-l_{1}l_{2}\dot{\gamma}\lambda_{x}^{2}Q(2\dot{\gamma}+3\lambda_{x}^{3}+\dot{\gamma}^{2}\lambda_{x})}}{\dot{\gamma}^{2}(l_{2}(\dot{\gamma}^{4}+\lambda_{x}^{4})+2l_{1}\dot{\gamma}\lambda_{x}^{3}Q}}(\dot{\delta}\sin\varphi + \dot{\phi}\delta\cos\varphi) \\ a_{k} &= ib_{k} = \frac{UQ\sqrt{l_{2}^{2}(\lambda_{x}^{3}+i(f+i\dot{\gamma})^{2})^{2}-l_{1}l_{2}\frac{(f+i\dot{\gamma})^{2}}{\dot{\gamma}}\lambda_{x}^{2}Q(3\lambda_{x}^{3}+i2(f+i\dot{\gamma})^{3}+i(f+i\dot{\gamma})\dot{\gamma}\lambda_{x})}}{l_{2}A(f+i\dot{\gamma})(2l_{2}(\lambda_{x}^{4}-(f+i\dot{\gamma})^{4})-l_{1}\frac{(f+i\dot{\gamma})^{2}}{\dot{\gamma}}\lambda_{x}^{3}Q}}{l_{2}Q(g_{k}) = tg(\varphi_{k}) = -\frac{l_{1}A\dot{\gamma}^{2}\lambda_{x}^{2}-\varkappa(\dot{\gamma}^{2}+\lambda_{x}^{2})}{2A[l_{2}(\dot{\gamma}^{3}+\lambda_{x}^{3})-l_{1}\dot{\gamma}\lambda_{x}^{2}Q]}} \\ tg(\varphi_{k}) = tg(\varphi_{k+3}) = i\frac{2A\left[l_{2}(\lambda_{x}^{3}+i(f+i\dot{\gamma})^{3})-l_{1}\frac{(f+i\dot{\gamma})^{2}}{\dot{\gamma}}\lambda_{x}^{2}Q\right]}{l_{1}A(f+i\dot{\gamma})^{2}\lambda_{x}^{2}-\varkappa(\lambda_{x}^{2}+i(f+i\dot{\gamma})\dot{\gamma})} \\ de\ i = (-1)^{k}, k = 2,3 \end{split}$$

Висновки

1. Вплив повільних зсувів електричної вісі датчика кута, наприклад через вплив температури в запропонованій конструкції датчика кутової швидкості на базі динамічно настоюваного гіроскопа, викликає в сигналах кутової швидкості складові, модульовані частотою власного обертання, що не входить в полосу пропускання приладу і може бути відфільтрована;

2. Наявність наводок в котушці датчика кута від зовнішнього магнітного поля проявляється в сигналах кутової швидкості у вигляді складових на

сумарній $(f + \dot{\gamma})$ та різницевій $(f - \dot{\gamma})$ частотах, що може призводити до формування в датчику кутової швидкості збурень, близьких до нутаційної частоти гіроскопа і до збурень на частоті, що входить в полосу пропускання датчика кутової швидкості. Тому корпус датчика кутової швидкості повинен екранувати від зовнішніх магнітних полів.

3. Недоліком запропонованого датчика кутової швидкості є наявність 2-х контактного струмознімача, що містить ковзаючі пружні контакти. Але цей недолік компенсується зниженням температурних похибок, тобто можливістю роботи без системи термостатування, яка збільшує час виходу датчика кутової швидкості на режим.

Література

- 1. Северов Л. А. Механіка гіроскопічних систем/ Северов Л. А. М.: Видавництво МАІ, 1996. 212с.
- 2. *Матвєєв В. А.* Гіроскопічні стабілізатори на динамічно настоюваних гіроскопах/ Матвєєв В. А., Подчезерцев В. П., Фатєєв В. В. М.: Видавництво МГТУ ім. Н. Є. Баумана, 2005. 103с.
- Збруцький О.В. Підвищення точності гіроскопічного компаса з використанням оптимальної фільтрації / Збруцький О.В., Рахмуни М / Наукові вісті НТУУ "КПІ". – 2001. – №6. – С. 85–88.
- 4. *Пельпор Д. С.* Динамічно настроювані гіроскопи/ Пельпор Д. С., Матвєєв В. А., Арсеньєв В. Д. М.: Машинобудування, 1988. 264с.

УДК 681.2.089,681.532.5

КОМПЛЕКС ДЛЯ АВТОМАТИЧНОГО КАЛІБРУВАННЯ ДАТЧИКІВ ВІБРАЦІЇ

Олійник П. Б., Чердинцев О. О. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

Вступ

Аналіз значень вібраційних характеристик на практиці дозволяє ефективно визначати технічний стан машинного обладнання. В зв'язку з цим важливою є проблема забезпечення достовірності вібраційних параметрів.

Щоб гарантувати високу точність вимірювання вібрації згідно з діючими вимогами, проводять щорічну періодичну повірку віброперетворювачів (датчиків). Процедура калібрування та повірки датчиків на промислових підприємствах і спеціалізованих лабораторіях вимагає наявності кваліфікованих спеціалістів і чималого часу. Тому, автоматизація рутинних операцій є важливою задачею. **Метою даної роботи** є представлення створеного комплексу для автоматизації процедури калібрування та повірки датчиків згідно з вимогами МИ 1873-88 і ГОСТ 30652-99 (ИСО 5347-3-93).

Методика випробувань

На даний момент в Україні діє два нормативних документи, які регламентують порядок та об'єм робіт при проведенні калібрування датчиків вібрації та удару в: МИ 1873 [1] та ГОСТ 30652 [2]. МИ 1873 розроблено ще в 1988 році, ця методика регламентує калібрування віброметрів та датчиків вібрації. ГОСТ 30652-99 є адаптованим текстом міжнародного стандарту ISO 5347-3-93, і передбачає калібрування лише датчиків вібрації та удару. Порівняно з МИ 1873-88, стандарт передбачає більш складну процедуру проведення калібрування та іншу методику розрахунку похибки. Номенклатура випробувань датчиків, які за діючими нормативними документами підлягають проведенню на зразковій вібраційній установці, вказана в табл. 1.

Таблиця 1

Howenight ypu binipooybuild dur nikib			
Випробування	МИ 1873-88	ГОСТ 30652-99 (ИСО 5347-3-93)	
Визначення дійсного коефіцієнта	на частоті 80 Гц	на частоті 80 Гц або	
перетворення датчика		ТООТЦ	
Визначення відносного коефіцієнта	по ряду 30° або 45°	немає	
Визнанения непівномівності АЧУ	оцінка на 101>		
Бизначення перівномірності А іА	частотах ряду	інтегральна оцінка	
	оцінка на одній	по матриці 6 частот	
Визначення нелінійності АЧХ	частоті при 5 і >	х 6 амплітуд	
	амплітудах		
Визначення частоти установочного	тільки для	немає	
резонансу	п'єзодотчиків		
Визначення частоти поперечного резонансу	_ `` _	немає	

Номенклатура випробувань датчиків

Загальна характеристика комплексу

Комплекс складається з комп'ютера, вимірювального модуля, що об'єднує генератор та два вимірювальних канали, підсилювача потужності, вібростенда та еталонного акселерометра, на який встановлюють робочий акселерометр, що підлягає калібруванню (рис.1).


Рис. 1. Структура вимірювального комплексу

Комп'ютер забезпечує керування процесом випробувань за вибраною методикою, обробку виміряних даних, визначення похибки, зберігання результатів калібрування та їх документування. Сигнал збудження з генератора, керованого комп'ютером (задаються форма, частота і амплітуда сигналу) подається через підсилювач потужності на вібростенд, на столі якого закріплені вібродатчики – еталонний та робочий. Сигнали з датчиків подаються на входи вимірювальних каналів модуля. Ці сигнали після підсилення і оцифровки передаються в комп'ютер для подальшої обробки (наприклад, обчислення коефіцієнта чутливості та амплітудно-частотної характеристики датчика). Крім того, сигнал еталонного латчика використовується для підтримання стабільної за середньоквадратичним значенням (СКЗ) або амплітудою коливань на робочій частоті величини вібрації на столі вібростенда.

Розрахунок похибки калібрування датчика

Згідно МИ 1873-88, основна похибка датчика визначається за формулою (за довірчої ймовірності 0,95):

$$\Delta = 1, 1\sqrt{\delta_0^2 + \Delta_i^2 + \gamma^2 + \delta_a^2 \max + \Delta_a^2}$$
(1)

де δ_0 - похибка зразкового засобу вимірювання (еталонній акселерометр + вимірювальний канал); $\Delta_n = K_{ne} \cdot K_{e\partial}$ - похибка, викликана наявністю поперечного руху вібростола установки, де K_{ne} - коефіцієнт, що характеризує поперечний рух вібростенда, $K_{e\partial}$ - відносний коефіцієнт поперечного перетворення робочого датчика; Δ_e - похибка вимірювального приладу (вимірювальний канал, до якого підключено робочий датчик); γ -

значення нерівномірності АЧХ датчика в процентах, $\delta_{a \max}$ - максимальна нелінійність амплітудної характеристики робочого датчика.

Згідно ГОСТ 30652-99 (ИСО 5347-3-93) загальна похибка калібрування датчика визначається (за довірчої ймовірності 0,95) за формулою:

$$X_{95} = \sqrt{X_r^2 + X_s^2} \quad (2)$$

де $X_r = \pm t \sqrt{\frac{e_{r1}^2 + ... + e_{rn}^2}{n}}$ - випадкова похибка вимірювання, *n* - число вимірювань, e_{ri} - і-те відхилення від середнього арифметичного значення результатів одиничних вимірювань, *t* — коефіцієнт Стьюдента для встановленої довірчої ймовірності і числа вимірювань; X_s - невиключена систематична похибка.

Невиключену систематичну похибку розраховують за формулою $X_s = \frac{K}{\sqrt{3}} \cdot e_{s2}$, де K – коефіцієнт, що залежить від довірчої ймовірності (для ймовірності 95% K = 2), e_{s2} - абсолютна похибка коефіцієнта перетворення каліброваного датчика на частотах калібрування, амплітудах і коефіцієнті перетворення підсилювача. Сама відносна похибка $\varepsilon_{s2} = e_{s2}/S2$ розраховується за формулою, що є коренем квадратним з суми квадратів похибок від різноманітних факторів [2]:

$$\varepsilon_{s2} = \pm \sqrt{\varepsilon_{s1}^{2} + (2\varepsilon_{\theta})^{2} + \left[\frac{1}{2}\left(\frac{d_{tot}}{100}\right)^{2}\right]^{2} + \left(\frac{a_{t}T_{1}}{100a_{CK3}}\right)^{2} + \left(\frac{a_{t}T_{2}}{100a_{CK3}}\right)^{2} + \left(\frac{2a_{n}}{a_{CK3}}\right)^{2}}$$
(3)

де ε_{s1} - загальна відносна похибка еталонного датчика і підсилювача; ε_{e} - відносна похибка засобу вимірювання (вимірювального каналу); $d_{tot} = 100 \sqrt{\frac{a_{tot}^2 - a_{CK3}^2}{a_{CK3}^2}}$ - загальне спотворення, %; a_{tot} - загальне значення СКЗ прискорення; a_{CK3} - СКЗ віброприскорення на частоті збудження; a_t -СКЗ поперечного та ротаційного віброприскорення; T_1 - відносна поперечна чутливість еталонного датчика; T_2 - відносна поперечна чутливість робочого датчика; a_n - СКЗ прискорення фону і шуму.

Загальну відносну похибку еталонного датчика і підсилювача за межами базової та еталонної частот обчислюють за аналогічною (3) формулою [2].

В загальному випадку розрахунок похибки за ГОСТ є достатньо складною процедурою. Внаслідок цього розрахунок похибки калібрування за

заданими користувачем даними датчиків та умовами випробувань покладено на вимірювальний комплекс.

Для оцінки метрологічних характеристик комплексу нижче наведено оцінки похибок калібрування робочого акселерометра за допомогою комплексу на базовій частоті за обома нормативними документами.

Таблиця 2

Розрахунок основної похибки датчика за МИ 1873		
Параметр	Значення	
Похибка зразкового засобу вимірювання $\delta_0 = \sqrt{0.8^2 + 0.6^2}$, %	1,0	
Похибка, викликана наявністю поперечного руху вібростола	0,2	
установки $\Delta_{\vec{i}}$, % ($K_{\vec{i}\hat{a}}$ =0,05, $K_{\hat{a}\hat{a}}$ = 0,04)		
Похибка вимірювального приладу $\Delta_{{m eta}}$, %	0,8	
Нерівномірність АЧХ робочого датчика у, %	5	
Максимальна нелінійність АЧХ робочого датчика $\delta_{a\max}$, %	2	
Основна похибка датчика,%	5,54	

Левову частку основної похибки датчика, розрахованої за МИ 1873-88, складають не похибки, викликані комплексом, а похибки самого датчика. Похибка ж, зв'язана з самим комплексом, складає на базовій частоті (за відсутності похибок нелінійності та нерівномірності АЧХ робочого датчика) $\Delta = 1.1 \sqrt{\delta_0^2 + \Delta_i^2 + \Delta_i^2} = 1.30 \%.$

Таблиця 3

Параметр	Значення
Оцінка відносної випадкової похибки вимірювань X _r / S, %	0,42
Загальна відносна похибка еталонного датчика і підсилювача ε_{s1} , %	0,6
Відносна похибка засобу вимірювання ε_{g} , %	0,8
Загальне значення СКЗ прискорення a_{tot} , м/с ²	10,00
СКЗ віброприскорення на частоті збудження a_{CK3} , м/с ²	9,98
Загальне спотворення <i>d</i> _{tot} , %	6,33
СКЗ поперечного та ротаційного віброприскорення a_t , м/с ²	0,5
Відносна поперечна чутливість еталонного датчика T ₁ , %	0,2
Відносна поперечна чутливість робочого датчика T ₂ , %	4
СКЗ прискорення фону і шуму a_n , м/с ²	0,05
Відносна похибка коефіцієнта перетворення робочого датчика ε_{s2} ,	1,709
%	
Відносна невиключена систематична похибка X_s / S , %	1,973
Відносна загальна похибка калібрування датчика X ₉₅ / S, %	2,017

Як видно, створений комплекс дає достатньо низьку похибку вимірювань і може бути застосований для калібрування робочих датчиків.

Автоматичне підтримання амплітуди на столі вібростенда

В той час, як задачі швидкого встановлення та точного підтримання амплітуди і частоти на виході генератора досить легко вирішуються шляхом використання цифрового генератора, підтримання амплітуди або СКЗ прискорення коливань на столі вібростенда є достатньо складною задачею. Основною проблемою є те, що вібростенд, як правило працює між першим та другим резонансами, і його АЧХ може мати в робочому діапазоні як значну нерівномірність, так і значну нелінійність. Тому для виставки та підтримання заданої амплітуди на столі вібростенда (в межах 10% відхилення за имогами ГОСТ), доводиться застосовувати систему керування з петлею зворотного зав'язку, яка через еталонний датчик та його вимірювальний канал замикається на комп'ютер. Комп'ютер забезпечує керування амплітудою генератора, що входить до вимірювального модуля, а також виконує функції керуючого пристрою, що забезпечує встановлення амплітуди на столі вібростенда та її підтримання.

Підтримання амплітуди на столі вібростенда забезпечує проста слідкуюча система (керування за відхиленням), в той же час, враховуючи нелінійність АЧХ вібростенда, треба застосовувати методи пошуку мінімуму функції, не заданої аналітично.

Для визначення застосовано метод січних та пошук Больцано (метод поділу відрізку на 2) [3] для функції виду

 $\Psi(u) = \left| A(u) - A_{3a\partial} \right| \ (5)$

де $\Psi(u)$ - функція мети, мінімум якої визначається в процесі налаштування стенду, u - амплітуда напруги на виході генератора, A(u) поточна амплітуда на столі стенда, A_{3ad} - задане значення амплітуди вібрації на столі вібростенда.

Зрозуміло, підсилювач потужності у процесі установки амплітуди вібрації на столі повинен забезпечувати достатній струм на котушці стенда, інакше досягти значення A_{3ad} не вдасться.

Дана процедура в залежності від установок компіляції реалізує той чи інший алгоритм пошуку робочої точки. Як показали дослідження на вібростенді ВЕДС-10, час установки амплітуди на стенді при використанні алгоритму січних значно менше, ніж при використанні пошуку Больцано (5-10 с проти 15-30 с). При цьому при використанні методу січних перевантаження стенду (вихід на амплітуди, вищі за задану) значно залежить від того, наскільки пологою є крива нелінійності АЧХ стенду на даній частоті. Отже, для гарантування безпечної роботи стенду слід вибирати початкову точку та крок для розрахунку січної, виходячи з характеристик конкретного стенду. Крім того, щоб запобігти пошкодженню мембрани стенда, бажано не проводити калібрування датчиків на частотах поблизу резонансу стенда.

Програмне забезпечення

Програмне забезпечення комплексу виконує функції керування процесом вимірювання, встановлення та підтримання амплітуди на столі вібростенда, а також забезпечує обробку виміряних даних, зберігання результатів калібрування та їх документування. На Рис.2 показано основну форму з базою даних, яка містить дані про калібровані датчики та результати випробувань. Приклад протоколу наведено на рис. 3.

Як видно з наведених даних, комплекс дозволяє автоматизувати всі етапи калібрування датчика – починаючи від вводу вихідних даних і вибору методики і закінчуючи друком протоколу або передачею його в Microsoft Word.

Рис. 2. Головне вікно програми з базою даних

Висновки

Запропонований комплекс дозволяє проводити калібрування датчиків за вимогами віх діючих в Україні нормативних документів. Метою подальших досліджень може стати підвищення точності комплексу, в першу чергу за рахунок зменшення похибок вимірювальних каналів.

Література

 МИ 1873-88. Методические указания. Государственная система обеспечения единства измерений. Виброметры с пьезоэлектрическими и индукционными преобразователями. Методика поверки. – М., Изд-во стандартов, 1990 – 20 с.

- ГОСТ 30652-99 (ИСО 5347-3-93) Межгосударственный стандарт. Вибрация. Калибровка датчиков вибрации и удара. Часть 3. Вторичная калибровка методом сличения. – Минск: Изд-во стандартов, 2000 – 7 с.
- 3. *Хог Э., Арора Я.* Прикладное оптимальное проектирование. М.: Мир, 1983 478 с.

УДК: 629.783

ДОСЛІДЖЕННЯ ІНСТРУМЕНТАЛЬНИХ ПОХИБОК ДВОВЕКТОРНОГО АЛГОРИТМУ ВИЗНАЧЕННЯ ОРІЄНТАЦІЇ Рижков Л.М., Степуренко Д.І. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

Вступ

Детерміновані алгоритми орієнтації дозволяють визначити орієнтацію космічного апарату (КА) без використання математичної моделі його руху. При цьому використовується інформація про певні опорні напрямки в просторі. Однак на точність визначення кутів орієнтації суттєвий вплив мають похибки вимірювачів, що використовуються на борту для отримання інформації про ці напрямки. Важливою проблемою при розробці системи керування орієнтацією КА є оцінка вказаного впливу.

Одним з поширених детермінованих алгоритмів визначення орієнтації є алгоритм TRIAD. Роботи [1,2] присвячені статистичному аналізу даного алгоритму. В роботі [3] проведений аналіз причин виникнення похибок алгоритму TRIAD, а також отримані залежності, які дозволяють оцінити дані похибки при умові, що кути орієнтації є малими. В роботі [4] коротко викладений двовекторний детермінований алгоритм визначення орієнтації, однією з особливостей якого є можливість аналітичного дослідження впливу похибок вимірювачів на точність визначення просторового положення.

Постановка задачі

Розглядається програмний рух космічного апарату (мікросупутника). Під програмним рухом розуміється зміна кутів орієнтації за певним законом. Для визначення кутів орієнтації використовується інформація про два опорні вектори. Метою роботи є отримання аналітичних залежностей для похибок визначення кутів, викликаних інструментальними похибками вимірювачів, а також порівняння їх значень з відповідними похибками алгоритму TRIAD, отриманими чисельно.

В якості опорної системи координат (СК) розглядається орбітальна система координат $OX_0Y_0Z_0$, яка є основною при дослідженні обертального руху космічних апаратів. Перехід від орбітальної СК до зв'язаної здійснюється за допомогою трьох поворотів: перший поворот на кут рискання ψ навколо вісі OZ_0 , другий поворот на кут тангажу \mathcal{G} навколо

проміжної вісі OY_1 і третій поворот на кут крену φ навколо вісі OX зв'язаної СК. Опорні вектори, які використовуються для визначення орієнтації позначимо \vec{a}_0 і \vec{b}_0 в орбітальній СК, та \vec{a} і \vec{b} в зв'язаній СК. Ці вектори зв'язані наступним співвідношенням:

$$\vec{a} = Q\vec{a}_0, \vec{b} = Q\vec{b}_0,$$
 (1)

де *Q* - матриця напрямних косинусів (МНК) переходу від орбітальної СК до зв'язаної.

Алгоритм визначення орієнтації

В роботі [4] розглянуто двовекторний алгоритм визначення орієнтації, за допомогою якого визначається матриця *Q*. Введемо в розгляд допоміжні вектори:

$$\vec{c}_0 = \vec{a}_0 \times \vec{b}_0, \ \vec{c} = \vec{a} \times \vec{b} \tag{2}$$

Складемо з вказаних векторів матриці наступним чином:

$$\left(\vec{a}\,\vec{b}\,\vec{c}\right) = Q\left(\vec{a}_0\,\vec{b}_0\,\vec{c}_0\right),\tag{3}$$

Позначивши матриці, складені з векторів в зв'язаній та орбітальній СК, як V та V_0 відповідно, співвідношення (3) можна записати так:

$$V = QV_0. \tag{4}$$

Тоді МНК можна визначити за формулою:

$$Q = VV_0^{-1}.$$
(5)

Враховуючи задану послідовність поворотів, кути орієнтації визначаються наступним чином:

$$\psi = \operatorname{arctg}(\frac{q_{12}}{q_{11}}), \ \mathcal{G} = \operatorname{arcsin}(-q_{13}), \ \varphi = \operatorname{arctg}(\frac{q_{23}}{q_{33}}).$$
 (6)

Як бачимо, для визначення кутів орієнтації достатньо знати лише п'ять напрямних косинусів. Використовуючи вирази для цих косинусів, отримаємо наступні вирази для кутів:

$$\psi = \arctan\left(\frac{a_x(b_{z0}c_{x0} - b_{x0}c_{z0}) + b_x(a_{x0}c_{z0} - a_{z0}c_{x0}) + c_{y0}(a_yb_z - a_zb_y)}{a_x(b_{y0}c_{z0} - b_{z0}c_{y0}) + b_x(a_{z0}c_{y0} - a_{y0}c_{z0}) + c_{x0}(a_yb_z - a_zb_y)}\right)$$
(7)

$$\mathcal{G} = \arcsin(-\frac{1}{c_0^2}(a_x(b_{x0}c_{y0} - b_{y0}c_{x0}) + b_x(a_{y0}c_{x0} - a_{x0}c_{y0}) + c_{z0}(a_yb_z - a_zb_y)))$$
(8)

$$\varphi = \arctan \frac{a_y (b_{x0} c_{y0} - b_{y0} c_{x0}) + b_y (a_{y0} c_{x0} - a_{x0} c_{y0}) + c_{z0} (a_z b_x - a_x b_z)}{a_z (b_{x0} c_{y0} - b_{y0} c_{x0}) + b_z (a_{y0} c_{x0} - a_{x0} c_{y0}) + c_{z0} (a_x b_y - a_y b_x)}$$
(9)

Інструментальні похибки алгоритму визначення орієнтації

Похибки визначення опорних векторів в зв'язаній системі координат розглядаються як інструментальні похибки приладів, що використовуються для вимірювання відповідної фізичної величини.

У випадку, коли розглядається залежність кута рискання від похибок визначення вектора \vec{b} , формулу (7) можна записати наступним чином:

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{A_1 + B_1 b_x + C_1 b_y + D_1 b_z}{E_1 + F_1 b_x + G_1 b_y + H_1 b_z},$$
(10)

де

$$A_{1} = a_{x}(b_{z0}c_{x0} - b_{x0}c_{z0}), \quad B_{1} = a_{x0}c_{z0} - a_{z0}c_{x0}, \quad C_{1} = -a_{z}c_{y0}, \quad D_{1} = a_{y}c_{y0}, \quad (11)$$

$$E_{1} = a_{x}(b_{y0}c_{z0} - b_{z0}c_{y0}), \quad F_{1} = a_{z0}c_{y0} - a_{y0}c_{z0}, \quad G_{1} = -a_{z}c_{x0}, \quad H_{1} = a_{y}c_{x0}.$$

Розглянемо частинну похідну функції ψ за складовою b_x вектора \vec{b} :

$$\frac{\partial \psi}{\partial b_x} = \left(\operatorname{arctg} \frac{K_1 + b_x B_1}{K_2 + b_x F_1} \right)_{b_x} = \frac{B_1 (K_2 + b_x F_1) - F_1 (K_1 + b_x B_1)}{(K_1 + b_x B_1)^2 + (K_2 + b_x F_1)^2},$$
(12)

де
$$K_1 = A_1 + b_y C_1 + b_z D_1$$
, $K_2 = E_1 + b_y G_1 + b_z H_1$; (13)

Вирази для двох інших похідних мають аналогічну структуру. Тоді похибка визначення кута рискання викликана похибками складових вектора \vec{b} прийме вигляд:

$$\Delta \psi = \frac{\partial \psi}{\partial b_x} \Delta b_x + \frac{\partial \psi}{\partial b_y} \Delta b_y + \frac{\partial \psi}{\partial b_z} \Delta b_z.$$
(14)

У випадку, коли розглядається залежність кута тангажа від похибок визначення вектора \vec{b} , формулу (8) можна записати наступним чином: (1 7)

$$\theta = -\arcsin(\frac{1}{c_0^2}(A_2 + b_x B_2 + b_y C_2 + b_z D_2)),$$
(15)

де

$$A_{2} = a_{x}(b_{x0}c_{y0} - b_{y0}c_{x0}), \quad B_{2} = a_{y0}c_{x0} - a_{x0}c_{y0}, \quad C_{2} = -a_{z}c_{z0}, \quad D_{2} = a_{y}c_{z0}.$$
(16)

Розглянемо до прикладу частинну похідну функції 9 за складовою b_{ν} вектора \vec{b} :

$$\frac{\partial \mathcal{G}}{\partial b_{y}} = \left(-\arcsin\left(K_{8} + b_{y}C_{2}\right)\right)_{b_{y}} = \frac{-C_{2}}{c_{0}^{2}\sqrt{1 - \left(K_{8} + b_{y}C_{2}\right)^{2}}},$$
(17)

де $K_8 = A_2 + b_x B_2 + b_z D_2$;

Тоді похибка визначення кута тангажа, викликана похибками складових вектора \vec{b} , прийме вигляд:

$$\Delta \mathcal{G} = \frac{\partial \mathcal{G}}{\partial b_x} \Delta b_x + \frac{\partial \mathcal{G}}{\partial b_y} \Delta b_y + \frac{\partial \mathcal{G}}{\partial b_z} \Delta b_z.$$
(19)

(18)

 $\langle \mathbf{a} \mathbf{a} \rangle$

У випадку, коли розглядається залежність кута крену від похибок визначення вектора \vec{b} , формулу (9) можна записати наступним чином:

$$\varphi = \arctan \frac{A_3 + B_3 b_x + C_3 b_y + D_3 b_z}{E_3 + F_3 b_x + G_3 b_y + H_3 b_z},$$
(20)

$$\begin{array}{l} \text{Ae} \\ A_3 = a_y (b_{x0} c_{y0} - b_{y0} c_{x0}), \quad B_3 = c_{z0} a_z, \quad C_3 = a_{y0} c_{x0} - a_{x0} c_{y0}, \quad D_3 = -c_{z0} a_x, \\ E_3 = a_z (b_{x0} c_{y0} - b_{y0} c_{x0}), \quad F_3 = -c_{z0} a_y, \quad G_3 = c_{z0} a_x, \quad H_3 = a_{y0} c_{x0} - a_{x0} c_{y0}. \end{array}$$

Розглянемо частинну похідну функції φ за складовою b_z вектора \vec{b} :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial b_z} = \left(\operatorname{arctg} \frac{K_{14} + b_z D_3}{K_{15} + b_z H_3} \right)_{b_z} = \frac{D_3 (K_{15} + b_z H_3) - H_3 (K_{14} + b_z D_3)}{(K_{14} + b_z D_3)^2 + (K_{15} + b_z H_3)^2}$$
(22)

де
$$K_{14} = A_3 + b_x B_3 + b_y C_3$$
, $K_{15} = E_3 + b_x F_3 + b_y G_3$. (23)

Тоді похибка визначення кута крену викликана похибками складових вектора *b* прийме вигляд:

$$\Delta \varphi = \frac{\partial \varphi}{\partial b_x} \Delta b_x + \frac{\partial \varphi}{\partial b_y} \Delta b_y + \frac{\partial \varphi}{\partial b_z} \Delta b_z.$$
⁽²⁴⁾

Аналогічно визначаються похибки кутів орієнтації, що викликані похибками визначення складових вектора *а*.

Моделювання

Розглядається програмний рух мікросупутника. Кути орієнтації змінюються за такими законами: $\psi(t) = 7^{\circ} \sin(0,1t) \cdot \sin(0,01t)$, $\mathcal{G}(t) = 10^{\circ} \sin(0,04t)$, $\varphi(t) = 5,5^{\circ} \sin(0,01t) + 0,5^{\circ} \sin(0,1t)$. Опорними векторами в орбітальній системі координат є фіксовані вектори $\vec{a}_0 = (0.1, 0.15, 0.75)^T$,

 $\vec{b}_0 = (0.3, -0.57, -0.18)^T$. Орієнтація супутника визначається на основі алгоритму TRIAD та запропонованого алгоритму. Похибки кутів орієнтації визначаються чисельно для алгоритму TRIAD та за формулами (14),(19) та (24) для даного алгоритму. Припускається, що вектор \vec{b} вимірюється з певними сталими похибками. Його складові визначаються як $b_i^* = K_i b_i$, де коефіцієнти K_i мають значення $K_x = 0.94$, $K_y = 0.97$, $K_z = 1.06$.

Результати обчислення похибок для даного програмного руху тіла наведені на рис.1, де суцільна крива відповідає дійсним похибкам, отриманим чисельно, а точкова крива відповідає їх розрахованим значенням. Як бачимо запропоновані залежності дозволяють досить точно визначати величини похибок даного алгоритму.

На рис.2 наведені похибки визначення кутів для алгоритму TRIAD (суцільна крива) та запропонованого алгоритму (точкова крива). В середньому даний алгоритм дає результати гірші ніж TRIAD. Однак якщо



Рис.1. Порівняння дійсних значень похибок визначення кутів за запропонованим алгоритмом та їх обчислених значень





вимоги до точності визначення орієнтації є невисокими, він може бути використаний в системі керування просторовим положенням мікросупутника. Його перевагою є також можливість аналітично досліджувати вплив похибок вимірювачів на точність визначення кутів. Даний аналіз може бути проведений без обмежень на величини кутів, в той час як аналогічні результати для алгоритму TRIAD можуть бути отримані тільки чисельно.

Висновки

За допомогою наведених аналітичних залежностей можна оцінити вплив похибок вимірювачів на точність визначення кутів орієнтації. Для випадку, коли розглядається режим стабілізації орієнтації, тобто коли кути є малими, дані залежності можуть бути спрощені. Маючи певну інформацію щодо похибок вимірювачів, можливо частково компенсувати їх вплив і тим самим підвищити точність визначення кутового положення. Напрямком подальших досліджень є моделювання роботи даного алгоритму в складі системи керування орієнтацією мікросупутником.

Литература

1. Shuster M.D. The TRIAD algorithm as maximum likelihood estimation// The Journal of the Astronautical Sciences, Vol.54, No. 1, January-March 2006, pp.113-123.

2. Shuster M.D. Deterministic three-axis attitude determination// The Journal of the Astronautical Sciences, Vol.52, No. 3, July-September 2004, pp.405-419.

3. Рижков Л.М., Степуренко Д.І. Вплив похибок побудови опорного вектора на точність визначення кутів орієнтації за алгоритмом TRIAD//Mexanika гіроскопічних систем, Випуск 20, 2009, с. 50-55.

4. *Рижков Л.М., Степуренко Д.І.* Аналіз похибок алгоритмів визначення орієнтації мікросупутника//Аерокосмічні спостереження в інтересах сталого розвитку та безпеки: матеріали доповідей: (м. Київ, 2010), с. 129-130.

УДК 629.5.051

БЕСПЛАТФОРМЕННЫЙ МАГНИТО-ГРАВИИНЕРЦИАЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ И РАЗВЕДКИ АВТОНОМНОГО МАЛОРАЗМЕРНОГО ПОДВОДНОГО ПЛАНЕРА

Снигур А.К.

Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, Украина

Вступление

существующих тенденций Анализ освоения мирового океана убедительно показывает, что в настоящее время и в ближайшем будущем основное внимание специалистов должно уделяться созданию И совершенствованию интеллектуальных автономных малоразмерных подводных планеров.

Создание подобных аппаратов неизбежно приводит к появлению высокоточных чувствительных элементов и необходимости использования новейших информационных технологий в сочетании с последними достижениями вычислительной техники.

Таким образом, весь арсенал последних достижений в области решения навигационных задач в бесплатформенных инерциальных системах (БИНС), GPS/ГЛОНАСС технологии, магнитометрия, машинное зрение, гравиметрия, гидроакустика, микромеханика и т.д., могут и должны быть использованы для совершенствования средств оснащения автономных подводных планеров.

Основное содержание

Подводным планером называется аппарат с развитыми поверхностями (крыльями) без традиционной пропульсивной установки, коэффициент подъемной силы которого во много раз больше коэффициента лобового сопротивления, осуществляющий наклонное движение в водной среде в режиме чередования участков погружения и всплытия за счет преобразования силы знакопеременной поверхности в гидродинамическую силу, вектор которой направлен в сторону движения аппарата. При ненулевом дифференте и нулевом крене сила плавучести, направленная по вертикали, вызывает реакцию опоры крыла и эта реакция раскладывается на ненулевые продольную и поперечные составляющие. Эта реакция и является причиной наклонного характера траектории подводного планера, которая показана на рис.1.



Рис.1. Траектория движения подводного планера

Сила плавучести заставляет аппарат погружаться вперед и вниз под определенным углом при отрицательной плавучести, а при положительной – всплывать по наклонной траектории под таким же, по абсолютному значению, углом. Этот угол называется углом планирования (ε). Таким образом, подводный планер движется по «пилообразной» траектории внутри так называемого коридора глубины ($H_0 + \Delta H$). Расстояние между двумя точками изменения плавучести с положительной на отрицательную называется длиной цикла (L).

В начальный момент времени аппарат приобретает отрицательную плавучесть. На начальном этапе (до точки 1) центр тяжести должен быть смещен вперед от начального положения, иначе аппарат не сможет набрать необходимую скорость и войдет в режим «сваливания». Как только аппарат наберет скорость, момент от крыла M_z^{κ} возрастает (см. рис.2) и центр тяжести необходимо будет сместить назад, иначе угол ε будет слишком велик. Участок 1...2 – спуск (установившийся режим погружения). Участок 2...3 – изменение знака плавучести на положительный и смещение центра тяжести по оси X до значения, обратного по знаку тому, что было при спуске. Из рис.1 видно, что максимальная глубина погружения аппарата H_{max} немного больше, чем назначенная глубина коридора планирования H_0 , т.е. $H_{\text{max}} = H_0 + \Delta H$.

Система изменения плавучести (СИП) основана на изменении объема аппарата путем перекачки жидкости из жесткого корпуса в эластичную

емкость и обратно и состоит из прочной цистерны, в которой находится рабочая жидкость, системы трубопроводов, эластичной цистерны, насосной станции с контролируемым расходом рабочей жидкости.



Рис.2. Внешний вид, координатные оси и силы, действующие на подводный планер

При перекачивании из прочного корпуса рабочей жидкости весом m_1 и объемом V_1 получают изменения объема и массы эластичной цистерны, и массы прочного корпуса. Обычно используется рабочее тело с удельным весом меньше удельного веса воды (трансформаторное масло, керосин).

Привлекательными свойствами подводного планера является то, что он может выполнять задачи перемещаясь на большие расстояния и с достаточными скоростями. Рабочие диапазоны перемещений не менее 6000км, а крейсерские скорости до 6-7 км/час. Диапазон глубин достигает до 6км, что позволяет исследовать глубины океанов и морей по всему миру.

Область применения подводного планера лежит в сфере задач, требующих от носителя аппаратуры большой автономности и сверхмалой шумности, при его относительно небольшой стоимости.

К основным задачам подводных изысканий выполняемых аппаратом относятся:

1. Изучение геологического строения дна абиссальной и ультраабиссальной зон.

2. Выявление роли моря и океана в формировании климата планеты.

3. Использование энергии моря и океана.

4. Исследование экосистемы океана и моря.

5. Физическая, химическая и биологическая океанография.

6. Информационный мониторинг подводной обстановки.

7. Навигационная помощь.

8. Поиск месторождений полезных ископаемых (нефть, газ и т.д.)

9. Изучение возможности добычи со дна моря минерального сырья и других полезных ресурсов.

10.Составление карты течений морей и океанов.

11.Подводные поисковые работы.

12.Специальные военные приложения.

13. Геофизические съемки.

14. Картографирование гравитационного поля и аномальной силы тяжести.

15.Картографирование магнитного поля и его аномалий.

В общем случае, задача океанографических исследований может быть формализована, как снятие данных о геофизических полях Океана, которые включают: акустическое поле; гравитационное поле; поля температуры, солености, плотности; магнитное поле; поле течений и т.д.

Схема действия подводного планера идеально подходит в этом случае, для мониторинга полей и специальных приложений, так как снятие данных в большинстве случаев должно производиться в заданном объеме, а не на плоскости, что оправдывает пилообразную траекторию движения аппарата.

Решение задачи морских гравиметрических измерений требует применения малошумного носителя для обеспечения минимума вибрации в процессе измерения характеристик гравитационного поля. В качестве такого носителя в большей степени подходит автономный, малоразмерный подводный планер (АМПП). Достоинством такого решения является существенное снижение материальных и временных затрат на осуществление площадных съемок.

Инструментом для осуществления этого подхода является мобильный малогабаритный магнито-гравиинерциальный комплекс позиционирования и разведки с использованием бесплатформенных технологий (БМГИК).

Возможность реализации таких комплексов и создание АМПП для широкого практического использования определяется высоким уровнем технологий, которыми располагает страна производитель.

В БМГИК бесплатформенная инерциальная навигационная система (БИНС) конструктивно И алгоритмически интегрирована с трехкомпонентным динамическим гравиметром (ТДГ) выполненном на основе сборок малогабаритных прецизионных маятниковых ΤДΓ акселерометров. компенсационных выполняет функции как прецизионного измерителя кажущегося ускорения, так и векторного информационно-избыточного помехозащищенного малогабаритного гравиметра малым ПО сравнению С традиционными бортовыми с гравиметрами дрейфом нуль-пункта, широкими амплитудными и частотными диапазонами. Это дает дополнительные возможности повышения точности комплекса, используя выходную информацию гравиметра в алгоритмах БИНС. При этом АМПП, по сути, является управляемой и демпфированной водной средой платформой, обеспечивающей благоприятные условия для работы инерциальных измерителей БМГИК, что позволяет исключить гиростабилизированную платформу ИЗ состава гравиметрического комплекса.

Уровень точности векторных гравиметрических измерений определяется непосредственно метрологическими характеристиками ТДГ, точностью идентификации вертикальных ускорений, а также точностью решения задач навигации и ориентации МАПП. Успешному решению перечисленных задач и высокоточных гравиизмерений способствуют факторы, обусловленные условиями применения БМГИК, так как современные системы управления движением подводных аппаратов обеспечивают высокую равномерность хода. В сочетании с существенным снижением качки на глубине, этот факт позволяет осуществлять коррекцию БИНС И ОТ автономного (ABП). акселерометрического построителя вертикали Кроме того. представляется возможным построение на борту слабовозмущаемой вертикали путем бортовых измерений глубиномерной системы (ГМС) уровня поверхности моря. Использование ГМС, построенной на базе прецизионных глубиномеров разнесенных (ΓM). позволяет также осуществлять непосредственное измерение параметров ориентации МАПП относительно уровенной морской поверхности. Для повышения точности в БМГИК применяются функциональная и алгоритмическая избыточность.

Возможная структура БМГИК представлена на рис.3. Координация работы подсистем БМГИК и реализация его основных алгоритмов осуществляется бортовым цифровым вычислительным комплексом (БЦВК). Комплекс систем-источников первичной информации (КПИ) БМГИК объединяет системы, работающие на различных физических принципах, и включает в себя: инерциальный измерительный блок (БИНС) в составе ТДГ и блока гироскопов (БГ); навигационную аппаратуру потребителя (НАП) спутниковой навигационной системы (СНС); бортовую глубиномерную систему (ГМС); магнитометрическую курсовую систему (МКС); лаг относительной скорости; измеритель автономный акселометрический построитель вертикали (АПВ) а также информационный накопитель.



Рис.3. Бесплатформенный магнито-гравиинерциальный комплекс позиционирования и разведки автономного малоразмерного подводного

планера

На начальном этапе работы и при периодических подвсплытиях МАПП используются поставляемые НАП СНС значения географической долготы λ и широты φ для начальной выставки и периодической коррекции измерителей ГНК, а также метки времени.

В течении рейса ГМС и МКС передают в ВК информацию о текущих глубинах H_i (*i*=1,2,...*k*) измеряемых ГМ*i* и информацию о проекциях B_x , B_y , B_z вектора *B* индукции геомагнитного поля на оси связанной системы координат (СК). Эта информация используется для коррекции БИНС, а также другими потребителями.

Лаг поставляет информацию о проекциях вектора V относительной скорости МАПП (V_x, V_y, V_z) на оси связанной с ним СК для коррекции погрешностей БИНС в ходе всего рейса МАПП и другим потребителям.

БЦВК реализует процедуры предварительной обработки информации от систем КПИ алгоритмы: ориентации навигации БИНС: И И гравиметрического канала и канала управления MAID: движением магнитометрического канала в целях коррекции и магниторазведки; оценок БМГИК; преобразование ввода-вывода погрешностей координат; И отображения информации; контроля и управления подсистем и др.

Бортовой информационный накопитель фиксирует в реальном времени географические координаты и результаты гравиметрических и магнитометрических измерений, информацию от других бортовых систем, а также параметры промежуточных вычислений для последующей камеральной обработки.

Высокая методическая точность информационного ядра БМГИК БИНС достигается выбором в качестве базовой системы координат (БСК) как для гравиметрических измерений, так и для решения основных уравнений навигации БИНС, земной экваториальной системы координат (СК «Е») см. рис.4, где представлены инерциальная система координат (СК «И»), земная экваториальная система координат (СК «Е») и земная нормальная система (CK «V»). При выборе системы координат СК «E» координат обеспечиваются: решение задачи навигации в параметрах геоцентрического вектора положения R и скорости относительно земной поверхности U; методически точное позиционирование измеряемого вектора ускорения силы тяжести (УСТ) в СК, связанной с центром Земли; введение векторной поправки на переносное движение объекта; повышение методической точности решения основных уравнений навигации, поскольку измерения вектора УСТ в реальном времени используется в навигационном контуре БИНС.



Рис.4. Системы координат: СК «И»; СК «Е»; СК «V»

Использование СК «Е » в качестве БСК предполагает разработку специальных алгоритмов, обеспечивающих вычисление традиционных навигации и ориентации по конечным параметров соотношениям с использованием дифференциальных системы уравнений минимальной размерности. Такое техническое решение предопределяет высокую точность реализации алгоритмов в бортовом вычислителе, а также автоматическую коррекцию вектора выходных параметров БМГИК по мере компенсации инструментальных погрешностей комплекса.

При построении БМГИК первостепенное значение имеют проблемы уменьшения ухода БСК, определяемого главным образом ошибками измерения курса бу, тангажа б9 и крена бу. Вариант структуры унифицированного алгоритма ГНК представлен на рис.5.



Рис.5. Вариант структуры унифицированного алгоритма БМГИК Структура включает: инерциальный измерительный блок (БИНС) в составе ТДГ и блока гироскопов; навигационную аппаратуру потребителя спутниковой навигационной системы (НАП СНС); глубиномерную систему (ГМС); акселерометрический построитель вертикали (АПВ); магнитометрическую курсовую систему (МКС); измеритель относительной скорости (лаг); бортовой цифровой вычислительный комплекс (ВК); информационный накопитель. В состав вычислительного комплекса входят: блок предварительной обработки (БПО); модуль вычисления матрицы $A_{O/E}$ (MB $A_{O/E}$) ориентации СК «О» относительно СК «Е»; модули преобразования координат ($A_{O/E}$); процессоры, реализующие алгоритмы БИНС, гравиметрического канала, оценок погрешностей ГНК, управления движением МАПП.

В процессоре оценок погрешностей ГНК осуществляются оценки погрешностей определения навигационных параметров $\Delta \hat{U}$, $\Delta \hat{R}$ оценки ухода $\Delta \hat{\Theta}$ БСК, а также оценка систематических составляющих дрейфов гироскопов $\Delta \hat{\omega}_{c}$.

Обычно БИНС работает в корректируемом режиме, и в составе БМГИК ее работу обеспечивает целый ряд систем-корректоров. Наивысшим приоритетом при выборе корректирующего средства, как правило, обладает бортовая НАП СНС.

Перспективными вариантами коррекции параметров ориентации БИНС БМГИК является использование для этой цели комплексной информации от магнитометрической курсовой системы (МКС), от акселерометрического построителя вертикали (АПВ), а также от стационарной глубиномерной системы (ГМС).

На рис.6 представлена схема стационарного варианта построения ГМС.



Рис.6. Схема стационарного варианта построения ГМС Задачей коррекции БИНС по измерениям ГМС является оценка ошибок БИНС δ9, бγ в определении углов дифферента 9 и крена γ, а также глубины погружения δH.

функциональной Возможный вариант схемы коррекции С использованием комплексной информации представлен на рис.7, где приняты обозначения: ФНЧ – фильтр нижних частот; а – параметр фильтра; S – оператор Лапласа; В₁...В₆ – ключи; ОФК – оптимальный фильтр Калмана; $Z_1...Z_7$ – измерения на выходе ОФК; $\delta \hat{\Psi}$, $\delta \hat{\Theta}$, $\delta \hat{\gamma}$ – оценки $\delta \Psi$, $\delta \Theta$, $\Delta \widehat{\omega}_{x,y,z}$ – оценки систематических составляющих $\Delta \omega_{_{x,y,zc}}$ дрейфов δγ; гироскопов БИНС по осям связанной СК. Нижние буквенные индексы параметров обозначают принадлежность к соответствующим измерителям. Показан общий случай использования вектора измерений из семи компонентов. При этом любые два компонента из Z₁₋₆ могут быть отключены ключами без потери точности БМГИК. Кроме того, в зависимости от условий эксплуатации отдельные компоненты могут также принудительно отключаться потребителем в случае неудовлетворительных точностных характеристик соответствующих измерителей БМГИК.

На основании измеренных БИНС дифферента $9_{\rm b}$ и крена $\gamma_{\rm b}$ вычисляются значения разностей глубин $H_{\rm ri}$ (*i*=1,2,3,4), соответствующих текущим положениям ГМ₁ и ГМ₂, а также ГМ₃ и ГМ₄; аналогичные разности вычисляются непосредственно ГМС по измерениям соответствующих ГМ; далее формируются соответствующие компоненты вектора Z измерений, поступающих на оптимальный фильтр Калмана (ОФК). При этом:



 $H_{\Gamma_1} - H_{\Gamma_2} = l_1 \sin \vartheta;$ $H_{\Gamma_3} - H_{\Gamma_4} = l_2 \sin \gamma \cos \vartheta.$

Рис. 7. Функциональная схема коррекции с использованием комплексной информации

Наличие современных технологий позволяет создать узкополосный векторный магнитометр на индукционных катушках (ферозондах) или широкополосный векторный магнитометр на однодоменных пленочных Достоинство структурах. индукционного магнитометра простота конструкции И малая стоимость. Достоинство магнитометра на однодоменных пленочных структурах – высокая чувствительность в частотном диапазоне, что позволяет его широком использовать одновременно В качестве многофункционального бортового датчика (например, датчика ориентации по магнитному полю Земли или датчика для обнаружения ферромагнитных масс).

Перечисленные достоинства магнитометров позволяют включить в состав БМГИК магнитометрическую курсовую систему (МКС), что дает дополнительные возможности оценки ошибки $\delta \psi$ угла курса. Кроме того, совместное использование ГМС и МКС позволяет оценивать систематические составляющие дрейфов $\Delta \omega_{x,y,zc}$ всех трех гироскопов БИНС независимо от угловой ориентации МАПП.

Опуская дополнительные алгоритмы обработки информации в МКС, в частности алгоритмы компенсации влияния сторонних магнитных полей и фактор учета магнитного склонения, расчетную формулу для определения угла курса ψ_M в МКС можно представить в виде:

$$\Psi_{M} == \operatorname{arctg} \frac{B_{y} \sin \gamma + B_{z} \cos \gamma}{B_{x} \cos \vartheta - (B_{y} \cos \gamma - B_{z} \sin \gamma) \sin \vartheta},$$

где B_x , B_y , B_z – проекции вектора *В* индукции геомагнитного поля на оси связанной системы координат СК «О».

На участке хода МАПП, близкого к равномерному, выражения для определения углов дифферента ϑ_a и крена γ_a в АПВ можно представить в следующем виде:

$$\vartheta_a = \operatorname{arctg} \frac{n_x}{\sqrt{n_y^2 + n_z^2}}; \qquad \gamma_a = \operatorname{arctg} \frac{n_z}{n_y},$$

где n_x , n_y , n_z – проекции вектора n кажущегося ускорения МАПП на оси системы координат СК «О».

Выводы

Совместное использование ГМС и АПВ дает возможность уменьшения влияния на оценки погрешностей параметров ориентации разностей постоянных и низкочастотных смещений нулей глубиномеров каждой пары, а также погрешностей АПВ, обусловленных неравномерностью хода в области средних и высоких частот. В то же время на участках прямолинейного и равномерного движения МАПП указанные разности постоянных смещений нулей могут быть оценены.

Литература

- 1. Анучин О.Н., Емельянцев Г.И. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов. СПб.: ГНУ РФ-ЦНИИ «Электроприбор», 2003.-390с.
- Снигур А.К. Математическая модель ошибок БИНС в кватернионной форме. – Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ, 2002. Вип.1(12).- с.382-385.
- 3. Снигур А.К. Особенности построения интегрированных БИНС с магнитометрическими преобразователями. Международная научнотехническая конференция «Гиротехнологии, навигация, управление движением и конструирование авиационно-космической техники»: Сборник докладов. Часть 1/К.:НТТУ «КПИ», 2003.-378с, стр.262-267.
- Снигур А.К. Бесплатформенный поход к решению задач азимутальной ориентации и определения навигационных и разведываемых параметров геомагнитного поля с помощью магнитометра. – Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДПУ, 2007. – Вип.4/2007 (45) частина 1.- 178 с., стор. 149-152.
- Снигур А.К. Погрешности бесплатформенного способа измерения магнитного курса и компонент вектора напряженности геомагнитного поля. – Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДПУ, 2008. – Вип.4/2008 (51) частина 1.- 184 с., стор. 169-173.

УДК 531.768

АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ Черняк Н.Г., Жовнир Н.Ф., Черненко Д.В. Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

Введение

(III) Акустоэлектронные измерительные преобразователи механических величин (MB) прямого измерения (ПИ) на поверхностных (IIAB) являются перспективными акустических волнах недорогими точности предназначены датчиками средней И для применения В современных бортовых информационно-измерительных системах (ИИС) и системах управления подвижных объектов [1,2].

Постановка задачи

В докладе представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований по созданию различных ИП МВ на ПАВ - линейных ускорений (ИП ЛУ), давлений (ИПД), линейных (ИП ЛМП) и

угловых (ИП УМП) микроперемещений, линейных (ИП ЛП) и угловых (ИП УП) перемещений. Классификация по физическим принципам построения рассматриваемых ИП МВ [1] показана на рис. 1.



Рис. 1. Классификация ИП МВ на ПАВ

На рис. 1 обозначено: ДЧ, ГЧ, ЗЧ – деформационная, гироскопическая и зондовая чувствительности ПАВ-автогенератора (ПАВ-АГ); АТЭ – акусоэлектронный тензоэффект; ПП ПАВ – чувствительность к перемещению подвижного приёмника ПАВ.

Автогенераторные ИП ЛУ и ИПД на акустоэлектронном тензоэффекте

Функциональные схемы и конструкции акустоэлектронных автогенераторных ИП ЛУ типа 2SA и ИПД типа 2SP показаны на рисунках 2 и 3 соответственно [1, 2]. ИП построены по дифференциальной схеме прямого измерения и содержат в своём составе два высокостабильных перестраиваемых ПАВ-автогенератора (ПАВ-АГ1, ПАВ-АГ2), смеситель (СМ) и фильтр низких частот (ФНЧ). Частотозадающими элементами ПАВ-АГ являются ПАВ-линии задержки (ЛЗ), расположенные на поверхностях кварцевых чувствительных элементов (ЧЭ) ИП.



Рис. 3. Функциональная схема (а) и конструкция (б) ИП ЛУ типа 2SA: 1 – акселерометр в сборе; 2 – основание; 3 – маятниковый кварцевый ЧЕ; 4 – ЛЗ на ПАВ; 5 – електронная плата; 6 – термодатчик



Рис.4. Функциональная схема (а) и конструкция (б) ИПД типа 2SP: 1 – ИПД в сборе; 2 – узел ЧЭ; 3 - электронные платы; 4 – кварцевый мембранный ЧЭ с ЛЗ на ПАВ (варианты исполнения); 5 - штуцер

Принцип действия ИП на акустоэлектронном тензоэффекте основан на тензочувствительности скорости ПАВ, распространяющейся в ЛЗ [1].

Теоретически получено и подтверждено экспериментально аналитическое выражение, описывающие деформационную (ДЧ) (к деформации ε_y) и температурную (ТЧ) (к $\Delta \dot{O}$) чувствительности ПАВ-АГ

$$f_{j} = f_{j0} (1 + \chi_{\varepsilon} \varepsilon_{\dot{O}j} + \chi_{T1} \Delta T + \chi_{T2} \Delta T^{2} + \chi_{T3} \Delta T^{3}), \quad j = 1, 2 , \qquad (1)$$

где f_{j0} - начальные частоты генерации входящих в дифференциальную схему автогенераторов ($f_{20} = 78,8$ МГц, $f_{10} = 79$ МГц); χ_{ε} - коэффициент ДЧ ПАВ-АГ; χ_{T1} , χ_{T2} , χ_{T3} - коэффициенты его ТЧ. В таблице приведены числовые значения этих коэффициентов.

Материал ЧЕ	$\chi_{arepsilon}$	χ_{T1} , •10 ⁻⁵ °C ⁻¹	χ_{T2} , •10 ⁻⁸ °C ⁻²	χ_{T3} , •10 ⁻¹⁰ °C ⁻³
Y-spis α - SiO ₂	-0,90	2,80	0	0
ST-3pi3 α - SiO ₂	-1,44	0	-1,25	0
AT-3pi3 α - SiO ₂	-1,10	0	0	0,40
$ZnO - SiO_{2\pi\pi}$	1,85	5,0	0	0

Таблица. Коэффициенты чувствительностей ПАВ-АГ

Лучшие метрологические характеристики ИП ЛУ типа 2SA и ИПД типа 2SP в диапазоне рабочих температур от минус 60 до +80 °C обеспечиваются при изготовлении его ЧЭ из пьезокварца Y-среза [2, 3].

На основании (1) и данных таблицы получены расчетные выражения для выходной частоты f_{Σ} и частот генерации автогенераторов f_i (j = 1,2)

такого ИП ЛУ при действии измеряемого ускорения a и ΔT с учетом довговременного времени експлуатации t акселерометра (вызывает старения поверхностей ЧЭ, по которым распространяется ПАВ) [3]:

$$f_{1} = f_{10}(1 + k_{a}a + k_{T}\Delta T + k_{t1}t); f_{2} = f_{20}(1 - k_{a}a + k_{T}\Delta T + k_{t2}t);$$

$$f_{10} = f_{20} + f_{\Sigma 0}; f_{20} \approx 78,75 \text{MFu}; f_{\Sigma 0} \approx 150 \text{\kappaFu};$$
(2)

$$f_{\Sigma} = f_1 - f_2 \approx f_{\Sigma 0} \left(1 + k_T \Delta T + k_{t\Sigma} t \right) + k_{\Sigma} a \, ; k_{\Sigma} \approx 2 f_{20} k_a \, ; k_a \approx \frac{3ml}{bh^2 E} \chi_{\varepsilon} \, .$$

В формулах (2) об означено: f_{Σ} - функція преобразования (ФП) акселерометра; $f_{\Sigma 0}$, k_{Σ} - смещение нуля и коэффициент преобразования ФП; k_a - коэффициент, который зависит от физических (m - масса ЧЕ, E - модуль Юнга материала ЧЭ) и геометрических (l, b, h - ддлина, ширина и толщина упругого подвеса ЧЭ) характеристик ЧЭ; $k_T = \chi_{T1}$; $k_{t\Sigma} = k_{t1} - k_{t2} \approx (0,1...0,5) \cdot 10^{-4} \cdot \text{год}^{-1}$ — коэффициент долговременной нестабильности смещения нуля ФП. Подобные расчетные выражения получены и для ИПД [4].

Опытные партии ИПЛУ типа 2SA и ИПД типа 2SP изготавливались на Черниговском радиоприборном заводе. Измерительные преобразователи обеспечивают следующие технические характеристики [3,4]:

1. Диапазон измерения (,	Д):
--------------------------	-----

- ИП ЛУ	. ±(1;5;10;20;50;100) g;
- ИПД	(1,6 63) $\cdot 10^2$ кПа;
2. Погрешности смещения нуля:	
- дрейф в запуске	(15)·10 ⁻⁴ Д/ч;
- нестабильность от запуска к запуску	(15)·10 ⁻⁴ Д;
3. Погрешность коефициента преобразования	0,050,25 %;
4. Температурные погрешности:	
- смещения нуля	5·10 ⁻⁴ Д/°С;
- коефициента преобразования	5·10 ⁻⁴ /°C;
5. Полоса пропускання (ИП ЛУ)	200 Гц;
6. Диапазон рабочих температур	60+80 °C.

Метод повышение точности ИПЛУ и ИПД в составе ИИС

Существенное (в 5-7 раз) дополнительное уменьшение аддитивных температурной и долговременной погрешностей СН ИПЛУ и ИПД обеспечивается путем их применения в составе ИИС по схеме приведенной на рис. 5 [3]. Схема реализует метод измерения отношения частот. Она работает по принципу электронно-счетного частотомера и формирует кодовый измерительный сигнал N пропорциональный не абсолютному значению выходной частоты ИП f_{Σ} , а её относительному значению $\frac{f_{\Sigma}}{f_2}$.



Рис. 3. Структурная схема применения ИПЛУ 2SA в составе ИИС

Для этого в схему включены два формирователя импульсов (ФИ), формирователь интервала измерения (ФИИ) и счетчик импульсов (СИ). Отношение f_{Σ}/f_2 измеряется СИ, при этом в качестве внутренней опорной частоты, формирующей інтервал измерения T_u , используется частота f_2 ПАВ-АГИП.

 $\Phi\Pi$ схемы (измеренное СИ количество импульсов N) линейно зависит от измеряемой величины, например, для ИПЛУ эта зависимость имеет вид

$$N = \frac{T_u}{Ta} = n \frac{f_{\Sigma}}{f_2} = n \left(\frac{f_{\Sigma 0}}{f_{20}} + 2k_a a \right) \pm 1, \quad n \in \mathbb{Z},$$

а её СН $n \frac{f_{\Sigma 0}}{f_{20}}$ практически не зависит от дестабилизирующих факторов ΔT і t.

Рассмотренный структурный метод повышения точности ИПЛУ и ИПД в составе ИИС показал хорошую эффективность в широком диапазоне рабочих температур и может быть рекомендован для уменьшения вышеуказанных аддитивных погрешностей автогенераторных ИП построенных по дифференциальной схеме на других физических принципах действия.

Автогенераторные ИП линейных и угловых микроперемещений на основе зондовой чувствительности ПАВ-АГ

Измерительные преобразователи на основе возмущения электрического поля ПАВ (зондовая чувствительность ПАВ-АГ) используют эффект изменения фазовой скорости ПАВ и, как следствие частоты генерации ПАВ-АГ, возникающий при перемещении механического зонда (мембраны) в электрическом поле волны, распространяющейся по поверхности пьезоэлектрического звукопровода (рис. 4) [1, 5].







В качестве звукопровода используются сильные пьезоэлектрики (ниобат лития, германат висмута, окись цинка и Экспериментальные др.). исследования подтвердили эффективное воздействия зонда на частоту генерации ПАВ-АГ при изменении зазора В интервале Исследуемый $0 \le x \le 0, 15\lambda_0$. макетный образец ПАВ-АГ был изготовлен на подложке из ниобата лития *YZ* – среза. Зонд. выполненный из меди, перемещался в интервале 0...14,0 мкм (рис. 5).

При этом средняя чувствительность ИП ЛМП составила $S_x = 0.5 \, \mathrm{k} \Gamma \mathrm{u}/\mathrm{M} \mathrm{k} \mathrm{M}.$

Разработанный ИП ЛМП предназначен для использования в качестве вторичного преобразователя в ИПД с Приращение частоты выходного сигнала такого ИПД



Рис.5. Экспериментальная зависимость ЗЧ ПАВ-АГ

определяется выражением [5]

$$\Delta f = \frac{NV_0}{L} \int_{x_1}^{x_2} S_p dP,$$

где $S_p = S_V \frac{3(1-\mu^2)(C^4-1-4C^2\ln C)R^4}{16C^4Eh^3}$; $\tilde{N} = R/r_0$; R и r_0 — рабочий радиус

мембраны и радиус ее жесткого центра; μ и E— коэффициент Пуассона и модуль упругости материала мембраны; h— толщина мембраны (для малых прогибов $x/h \ll 1$).

Расчеты показывают, что при использовании мембраны, выполненной из стали, с конструктивными параметрами R = 0.02 м, $r_0 = 0.005$ м, h = 0.001 м, $E = 2.2 \cdot 10^{11}$ H/m² и $\mu = 0.28$ коэффициент $k = 1.22 \cdot 10^{-10}$ м³/H.

Соответственно, например, при воздействии измеряемого давления $P = 1, 2 \cdot 10^5 \,\text{H/m}^{2 \approx} 900 \,\text{мм.рт.ст}$ перемещение жесткого центра мембраны составит $x = 0,15\lambda_0 = 14,5 \,\text{мкм}$, а средняя чувствительность ИП давления будет $S_p = 7,8 \,\text{к} \Gamma \text{ц/мм.рт.ст}$.

Изменение конструктивных параметров ЛЗ и мембраны ЧЭ позволяет создавать ИПД с различными диапазонами измерения.

Рассмотренный пример показывает, что ИП линейных (угловых) микроперемещений на эффекте зондовой чувствительности ПАВ-АГ могут быть использованы для разработки ИП ускорений, давления и силы.

Измерительные преобразователи линейных и угловых перемещений с подвижным приёмником ПАВ

В автогенераторных ИП ЛМП и ИП УМП с подвижным приёмником ПАВ изменение частоты генерации осуществляется за счет изменения акустической длины ЛЗ $\Delta L(z)$ при перемещении *z* подвижного приёмника ПАВ [1, 6].

В таких ИП приемник ПАВ 2 (рис. 6) выполняется в виде напыленого на пьезоэлектрическую подложку встречно-штыревого преобразователя, который перемещается вдоль поверхности пьезоэлектрического звукопровода линии задержки на расстоянии $\Delta = (0, 3...0, 7) \lambda_0$ от его поверхности. При выполнении этого условия через воздушный зазор, посредством сопровождающего ПАВ электрического поля, замыкается цепь положительной обратной связи ПАВ-АГ.



Рис.6. Эскиз (а) и конструкция (б) ИП ЛП с подвижным приёмником ПАВ: 1 - звукопровод ПАВ; 2 – подвижный приёмник ПАВ

Перемещение приемника вдоль звукопровода приводит к линейному (нелинейность менее 0,05%) изменению частоты измерительного ПАВ-АГ определяемому выражением

$$\Delta f(z) \approx -\frac{f_0}{L_0} z$$

в диапазоне измеряемых микроперемещений $-0, 4\lambda_0 \le z \le 0, 4\lambda$. Диапазон измерения определяется обеспечением устойчивого одномодового режима работы перестраиваемого ПАВ-АГ [6].

Для измерения угловых микроперемещений применяются кольцевые ПАВ-волноводы 1 (рис. 7) с радиусом R = 15 мм на основе пьезоэлектрической пленки окиси цинка толщиной h=1,45мкм и шириной d=200 мкм.



Рис.8. Эскиз (а) и конструкция (б) ИП УП с подвижным приёмником ПАВ: 1 – ПАВ волновод - звукопровод ПАВ; 2 – подвижный приёмник

Приемник ПАВ 2 выполняется с радиальными встречно-штыревыми электродами.

Изготовленные макеты автогенераторных ИП ЛМП на звукопроводах из ниобата лития YZ-среза и структуры плавленый кварц-пьезоэлектрическая



Рис.9. Схема трехчастотного фазометрического ИП ЛП (ИП УП) с подвижным приёмником ПАВ пленка окиси цинка обеспечивают разрешающую способность 0,005...0,01 мкм в диапазоне микроперемещений ±25 мкм. Разрешающая способность макетов ИП УМП составляет 0,1...0,3 угл. сек [1].

Использование фазового метода измерения в фазометрических ИП ЛП и ИП УП на ПАВ позволяет расширить диапазон измеряемых перемещений до 100...200 MM $(0...360^{\circ})$ при незначительном уменьшении точности по сравнении с генераторным (частотным) методом [6].

В целях устранения многозначности фазовых измерений авторами разработан метод [6], предусматривающий возбуждение в линии задержки 1 (рис.9) поверхностной акустической волны электрическим сигналом, представляющим собой линейную комбинацию трех синусоидальных высокочастотных колебаний с частотами $f_{1,2,3}$.

Исследованы макетные образцы фазометрических ИП ЛП и ИП УП, в которых ПАВ возбуждалась сигналом в виде линейной комбинации трех высокочастотных колебаний с частотами $f_1 = 70,62 \text{ M}\Gamma\mu$, $f_2 = 69,52 \text{ M}\Gamma\mu$, $f_3 = 71,69 \text{ M}\Gamma\mu$.

При этом получены следующие параметры ИП линейных (угловых) перемещений на ПАВ: диапазон измеряемых линейных и угловых

перемещений 0...50 мм (0...360⁰); разрешающая способность 0,03...0,05 мкм (0,35...0,50 угл.сек) [6].

Выводы

На основе высокостабильного перестраиваемого ПАВ-автогенератора разработаны и экспериментально исследованы микроэлектронные средней точности ИП различных механических величин с частотным выходным сигналом. Изготовленные на серийном предприятии опытные партии автогенераторных ИП ЛУ типа 2SA и ИПД типа 2SP обладают высокими метрологическими характеристиками, что подтверждает возможность создания серийных ИП различных МВ на ПАВ-АГ для ИИС подвижных объектов.

Автогенераторные ИП ЛМП и ИП УМП с подвижным приёмником ПАВ и на основе зондовой чувствительности ПАВ целесообразно использовать в качестве вторичных преобразователей высокочувствительных ИП различных МВ прямого и компенсационного принципа действия с металлическими ЧЭ.

Предложенный способ повышения точности акустоэлектронных автогенераторных ИП МВ может быть эффективно использован для уменьшения аддитивных погрешностей автогенераторных ИП на других принципах действия, построенных по дифференциальной схеме.

При создании ИП линейных и угловых перемещений с большим диапазоном измерения целесообразно использовать фазовый метод измерения с предложенным в докладе способом устранением многозначности фазовых измерений.

Литература

1. *Черняк Н.Г.* Автогенераторные измерительные преобразователи механических величин на основе техники поверхностных акустических волн // Механіка гіроскопічних систем. – 2009. – Вып. 20. – С. 40 - 49.

2. Zbrutsky A., Chernyak N., Skripkovsky G. Creation of low cost linear accelerometers for navigation and control systems // Symposium Gyro Technology.–Stuttgart, Germany,2005.–P. 4.1–4.11.

3. *Черняк М.Г.* Акустоелектронні низькочастотні лінійні акселерометри для систем управління рухомих об'єктів // Механіка гіроскопічних систем. – 2008. – Вып. 19. – С. 116 - 124.

4. *Лепих Я.И., Лопушенко В.К., Черняк Н.Г., Николаенко Ю.Е.* Особенности разработки датчиков давления на ПАВ для АЭС // Технология и конструирование в €лектронной аппаратуре. – 202. - № 2. – С. 58 – 63.

5. Жовнир Н.Ф., Черняк Н.Г., Черненко Д.В., Шеремет Л.М. Пристрій на ПАВ для вимірювання тиску // Патент на корисну модель UA№55497, МПК G01L 11/00 - 2010, бюл. №23. 6. Жовнир Н.Ф., Черняк Н.Г., Дитковский А.А. Измерительные преобразователи физических величин на ПАВ // Электроника и связь. – 2003. - № 18. – С. 2 – 27. №71213А. - Опубл. 15.11.2004. – Бюл. №11.

УДК 629.017

ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕЗОПАСНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ АВТОМОБИЛЯ Рахмуни М., Збруцкий А.В., Страшинский Я

Введение

Управляемость и устойчивость автомобиля улучшают использованием систем активной безопасности: курсовой устойчивости, антиблокирования колес, антипробуксовывания колес и др [1]. Особенности работы современных систем безопасности автомобиля изложены в [2], а новые методы управления в [3]. Некоторые вопросы улучшения динамических характеристик автомобиля рассмотрены в [4-6]. Однако алгоритмы работы систем управления автомобилем в литературы раскрыты недостаточно.

Постановка задачи

При движении автомобиля по криволинейной траектории возникает дестабализирующий момент. Причиной его являются возмущения, вызванные неровностями дороги и изменением коэффициента трения. При превышении им граничной величины реактивного момента со стороны дорожного покрытия происходит потеря устойчивости движения, что может привести к неуправляемости автомобиля.

Покажем возможность предупредить потерю устойчивости движения путем автоматизации процесса управления величиной дестабилизурующего момента. С целью определения параметров безопасного движения автомобиля и разработки алгоритмов работы системы автоматического управления исследуем движение автомобиля в возможных дорожных ситуациях.

Модель движения автомобиля

Будем полагать, что автомобиль имеет продольную ось симметрии. Схема сил, дествующих на автомобиль, показано ни рис.1.



Рис.1. Система сил и моментов, действующих на автомобиль при повороте.

Взаимодействие задних ведущих колес с дорогой определяется только продольными реакциями \vec{R}_{x235} та \vec{R}_{x256} . (Боковые реакции $\vec{R}_{y235} = \vec{R}_{y268} = 0$ (Рис. 1))[8]. Взаимодействие передних колес и дороги определено силами \vec{R}_{135} , \vec{R}_{158} в подвижной системе координат ХОҮ. Сила тяги \vec{F}_{mseu} определяется величиной крутящего момента коленчатого вала двигателя. Динамическую модель криволинейного движения центра масс заднеприводного автомобиля получим одним из известных методов динамики[7]

$$\begin{cases} m_{a}\ddot{x}_{a} = F_{o.n.} - F_{p} + F_{j} + f_{1} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \cos \theta_{_{\theta H}} + f_{2} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \cos \theta_{_{3\theta}} + f_{1} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \sin \theta_{_{\theta H}} + f_{2} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \sin \theta_{_{3\theta}} - f_{3} \cdot \frac{m_{a}}{4} g - f_{4} \cdot \frac{m_{a}}{4} g, \\ \frac{\dot{x}_{a}^{2}}{R} m_{a} = f_{3} \cdot \frac{m_{a}}{4} g + f_{4} \cdot \frac{m_{a}}{4} g - f_{1} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \sin \theta_{_{\theta H}} - f_{2} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \sin \theta_{_{3\theta}} + f_{1} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \cos \theta_{_{\theta H}} + f_{2} \cdot \frac{m_{a}}{4} g \cos \theta_{_{3\theta}}, \end{cases}$$

$$(1)$$

Здесь \dot{x}_a - скорость центра масс автомобиля, f_s - коеффициент трения *i*-го колеса, m_a - масса автомобиля, R - радиус поворота, θ - угол поворота колеса, F_i - сила инерции, $F_{a,n}$ - сила сопротивления.

 $F_{o,n}$

Математическая модель автомобиля с упругой подвеской. Упругая подвеска показана на рис.2 [8], где показаны вертикальные перемещения центра масс z, перемещения кузова автомобиля по углах крена φ и тангажа θ , вертикальные перемещения колес x_1 , x_2 , x_3 , x_4 и величины неровностей дороги y_1 , y_2 , y_3 , y_4 . Такая модель может быть описана системой уравнений





$$m_{r}\ddot{x}_{3} - k_{f}\left(\dot{x} - \dot{x}_{3} - b_{1}\dot{\phi} + a_{2}\dot{\theta}\right) - c_{r}\left(x - x_{3} - b_{1}\varphi + a_{2}\theta\right) + c_{tr}\left(x_{3} - y_{3}\right) = 0,$$

$$m_{f}\ddot{x}_{2} - k_{f}\left(\dot{x} - \dot{x}_{2} - b_{2}\dot{\phi} - a_{1}\dot{\theta}\right) - c_{f}\left(x - x_{2} - b_{2}\varphi - a_{1}\theta\right) + c_{r}\frac{1}{\varpi}\left(\varphi - \frac{x_{1} - x_{2}}{\varpi}\right) + c_{tf}\left(x_{2} - y_{2}\right) = 0,$$

$$m_{r}\ddot{x}_{4} - k_{r}\left(\dot{x} - \dot{x}_{4} + b_{2}\dot{\phi} + a_{2}\dot{\theta}\right) - c_{r}\left(x - x_{4} + b_{2}\varphi + a_{2}\theta\right) + c_{tr}\left(x_{4} - y_{4}\right) = 0,$$

где \dot{x} - вертикальная скорость центра масс автомобиля, m_1 , m_2 , m_3 , m_4 – массы колес, коэффициенты демпфирования и упругости подвески передних k_f , c_f и k_r , c_r задних амортизаторов, I_x , I_y – моменты инерции, $\varpi = b_1 + b_2$ - колесная база автомобиля, q_0 - амплитуда, l - длина возмущений.

(2)

Исследование движения автомобиля и определение параметров безопасного движения. Рассмотрим движение автомобиля при переменном коэффициенте трения дороги, которое с учетом проскальзывания колес описывается уравнениями

$$\begin{cases} m_{a}\ddot{x}_{a} = F_{o.n.} - F_{p} + F_{j} - \frac{I_{x}\varepsilon_{n.x.}}{r} - \frac{I_{x}\varepsilon_{n.x.}}{r} - \frac{I_{x}\varepsilon_{n.n.}}{r} - \frac{I_{x}\varepsilon_{n.n.}}{r} - f_{1} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{1} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) - \\ -f_{2} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{xa} + c_{f}\left(x - x_{2} + b_{2}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) - f_{1} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\sin\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{1} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) - \\ -f_{2} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\sin\theta_{xa} + c_{f}\left(x - x_{2} + b_{2}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) + f_{3} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g + c_{r}\left(x - x_{3} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) + \\ +f_{4} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g + c_{r}\left(x - x_{4} + b_{2}\varphi - a_{2}\theta\right)\right), \\ I_{a} \cdot \varepsilon_{z} - f_{1} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{1} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{2} + f_{1} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\sin\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{1} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot a_{1} - \\ -f_{1} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{1} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{1} + f_{2} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\sin\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{1} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot a_{1} - \\ -f_{2} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{1} + b_{l}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{1} + f_{2} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\sin\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{2} + b_{2}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{1} + \\ -f_{2} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{2} + b_{2}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{1} + f_{2} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\sin\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{2} + b_{2}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{1} + \\ +f_{3} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{2} + b_{2}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{2} - \\ -f_{4} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\cos\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{3} + b_{1}\varphi - a_{2}\theta\right)\right) \cdot b_{2} - \\ +f_{4} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g\sin\theta_{au} + c_{f}\left(x - x_{2} + b_{2}\varphi - a_{l}\theta\right)\right) \cdot b_{1} + \\ +f_{3} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g + c_{r}\left(x - x_{3} + b_{1}\varphi - a_{2}\theta\right)\right) \cdot b_{2} - \\ +f_{4} \cdot \left(\frac{m_{a}}{4}g + c_{r}\left(x - x_{4} + b_{2}\varphi - a_{2}\theta\right)\right) \cdot a_{2} = 0. \end{cases}$$

$$(3)$$

Здесь ε_{ij} – угловое ускорение вращения колес; ε_z – угловое ускорение вращения автомобиля.

В случае прямолинейного движения автомобиля при неожиданном изменении коэффициента трения сила трения изменит свое значение. Это

приведет к возникновению углового ускорения колеса ε_z и дисбаланса моментов во втором уравнении системы (3).

Возникающее вследствие этого угловое ускорение автомобиля ε_z (рис.1), и момент инерции вокруг оси Z может привести к заносу автомобиля. Для избежания такой ситуации необходимо, чтобы момент, приложенный к колесу, удовлетворял условию непроскальзывания [9]

$$M_{\partial \theta} \leq f_i \cdot c_f \left(x - x_i \right) \cdot \frac{i^2 + r^2}{r}, \tag{4}$$

где i – радиус инерции колеса, r - радиус колеса.

При возникновении проскальзывания необходимо уменьшить угловую скорость колеса. Для обеспечения выполнения условия (4) введем систему автоматического управления угловой скоростью колес (Рис.3)



Рис.3. САУ угловой скоростью колес

Для этого датчики угловой скорости (ДУС) устанавливаются на каждом из колес. По их информации САУ изменяет угловую скорость колес до необходимого значения.

При криволинейном движении автомобиля в условиях неравномерного покрытия дороги возникает опасность сноса автомобиля с траектории. Из системы (3) видно, что при наезде на неровности дороги и изменении вертикальных перемещений колес x_1 , x_2 , x_3 , x_4 изменяется величина силы трения. тертя. Тогда центробежная сила инерции при маневре автомобиля

$$\dot{x}_{a} \leq \dot{x}_{aMAX} = \frac{\sum F_{mep_{i}}}{m_{a}\omega}$$
, может облъв сольше силы
трения, что может привести к
сносу автомобиля. Для
избежания этого необхолимо

обеспечить выполнение условия устойчивости автомобиля при маневре, которое легко получается аналогично [7]

(5)

Для обеспечения условия устойчивости (5) введем САУ оборотами двигателя для регулирования скорости автомобиля. Информация о расчетном значении радиуса маневра, при котором выполняется условие устойчивости, может быть получена с датчика поворота руля и поступает в вычислительный блок. Действительное значение радиуса поворота получается из информации об угловой скорости автомобиля с ДУС, расположенного по вертикальной оси Z (Рис.2)

$$R = \frac{\dot{x}_a}{\omega} \Longrightarrow \omega = \frac{\dot{x}_a}{R}, \qquad (6)$$

Информация о скорости автомобиля может быть получена из акселерометра, установленного по продольной оси Y (Puc.1). В случае превышения фактических значений над расчетными САУ (Puc.4) уменьшает обороты двигателя для уменьшения скорости автомобиля.



Рис.4. Структурная схема САУ оборотами двигателя: К_{обч} – блок вычислителя; К_{вп} – блок исполнительного устройства; К_{дкш} – датчик угловой скорости; К_{акс} - акселерометр; К_{дпк} – датчик поворота руля.

Эти системы могут быть объединены в САУ безопасным движением автомобиля (Рис.5). Она обеспечивает его курсовую устойчивость.



Рис.5. Структурная схема САУ безопасным движением автомобиля

Результати моделювання. Исследовать движение автомобиля по уравнениям (2), (3) целесообразно моделированием. Рассмотрим движение автомобиля массой 1500 кг со скоростью 100 км/час по криволинейной траектории радиусом 80м с асфальтовым (*f*=0,9). Зададим возмущения в виде


Рис.6. Профиль дороги

На рис.7 приведен график движения центра масс автомобиля по криволинейной траектории, а на рис.8 — колебания автомобиля вдоль вертикальной оси, по крену, тангажу и вертикальные колебания каждого из колес.



Рис.7. Траектория движения центра масс автомобиля по криволинейной траектории: 1 – траектория дороги, 2 – траектория движения.





Рис. 8. Колебания автомобиля (а – вертикальное перемещение центра масс, б – перемещения по крену, в – перемещения по тангажу, г - перемещения 1-го колеса, г – перемещения 2-го колеса, д – перемещения 3-го колеса, е – перемещения 4-го колеса)

Несовпадения кривых 1, 2 (Рис.7) свидетельствует о заносе колеса. При заданной величине возмущений скорость автомобиля превышает максимально допустимую(5).

Колебания автомобиля, оснащенного САУ, которая обеспечивает выполнение условий устойчивости, приведены на Рис.9.





Рис. 9. Колебания автомобиля с САУ (а – вертикальные перемещения; б – перемещения по крену, в – перемещения по тангажу, г-перемещения 1-го колеса, г – перемещения 2-го колеса, д – перемещения 3-го колеса, е – перемещения 4-го колеса)

Из рис.9 видно, что амплитуды вертикальных колебаний, по сравнению с амплитудами колебаний на рис.8, уменьшаются даже в условиях возмущений со стороны дороги. САУ уменьшила скорость автомобиля, обеспечивая выполнение условий (4), (5).

Выводы. Исследование криволинейного движения автомобиля и движения по неоднородному покрытию показывает, что мерой контроля устойчивости автомобиля могут быть скорости вращения всех колес и угловая скорость поворота самого автомобиля. Система автоматического управления безопасным движением автомобиля может состоять из системы управления скоростью вращения колес для поддержания одинаковой скорости вращения каждого из колес, и системы управления двигателем для поддержания необходимой скорости движения автомобиля.

Список использованной литературы

1. http://cartest.omega.kz/system.html

2. Автомобильный справочник Bosch. – М.: За рулем, 1999. – 895 с.

3. О.В. Збруцький, М. Кавешгар, В.Г. Лукомський, Модальне керування рухом автомобіля. Наукові вісті НТУУ «КПІ» - №3. 2009. – С. 61-58.

4. Адамович Н. В. Управляемость машин. – М.: Машиностроение, 1977. – 279 с.

5. Акопян Р. А., Макаров В. В. К вопросу оценки влияния конструктивных параметров подвески на устойчивость движения автобусов. Х.:Автомобильная промышленность, 1977. – №2. - С. 25 – 28.

6. Афанасьев Л. Л., Дьяков А. Б., Иларионов В. А. Конструктивная безопасность автоомбиля. – М.: Машиностроение, 1983. – 212 с.

7. Павловський М. А. Теоритична Механіка. – К.: Техніка. 2002. – 265 с.

8. Raza N. Jazar, Vehicle Dynamics Theory and Aplication. – NY.: Springer, 2008. – 987 c.

9. Тарасик В. П. Теория движения автомобіля. – СПб.: БХВ-Петербург, 2006. – 478 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХОСНОГО ГИРОСКОПА ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ САМОЛЕТОВ

Збруцкий А.В., Канченко В.А., Карнаушенко Р.В., Мариношенко А.П., Чепур Н.Л.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт" Інститут проблем безпеки атомних електростанцій

Введение

Корпорация Futaba inc. производит двухосный гироскоп GYA352, предназначенный для стабилизации установленного режима полета беспилотных самолетов (БПС) при переменных ветровых нагрузках [1]. Фирма указывает, что в этом гироскопе использованы разработанная ею SMM (Silicon Micro Machine – кремниевая микро машинка) с очень малым дрейфом нуля. Размеры GYA352 составляют 43x30x30,5мм, вес - 49,5гр, рабочее напряжение от +4B до +6B. Фактически GYA352 представляет собой блок управления, состоящий из двух SMM и логического электронного устройства, которое по заданному алгоритму в отсутствии изменения управляющего сигнала корректирует пространственное положение БПС в зависимости от сигналов SMM. Как известно [2], управление БПС длительности управляющих осуществляется изменением импульсов, поступающих на рулевые машинки по каналам крена, курса и тангажа, в пределах $\tau_v = (1.5 \pm 0.5) \times 10^{-3}$ с. GYA352 при включении питающего напряжения в течение 3-х секунд "запоминает" номинальные значения длительностей управляющих импульсов $\tau_{\rm H}$ (БПС неподвижен и ручки управления на передатчике в нейтральном положении) и в полете по сигналам SMM изменяет $\tau_{\rm H}$.

Рекомендовано устанавливать гироскопы по каналам крена и курса, либо крена и тангажа.

В зависимости от условий эксплуатации БПС представляет практический интерес динамический диапазон работы, стабильность нуля и масштабного коэффициента GYA352. Определению этих характеристик и посвящена настоящая работа.

Экспериментальное исследование характеристик

Схема экспериментальной установки показана на рис. 1. Устройства, обозначенные в квадрате А, устанавливались на установку УПГ-1 (поворотное устройство). Эта установка позволяет регулировать скорость вращения его поворотной платформы в пределах \pm 150 ⁰/с. Погрешность установки скорости вращения примерно (1 -2) ⁰/с. Сигналы с выхода GYA352

кроме рулевых машинок поступали на вход частотомера Ф5041, который работал в режиме измерения длительности входных импульсов. При времени усреднения 1с его погрешность измерения составляет 1×10⁻⁶ с.



Рис.1. Блок-схема экспериментальной установки

На первом этапе GYA352 работал в нормальном режиме. В этом режиме осуществляется пропорциональное управление, т. е. SMM используются как датчики угловых скоростей. Было проведено по семь измерений для каждого SMM в противоположных направлениях вращения в диапазоне $\omega = (0-150)^{0}/c$ с шагом $10^{0}/c$. Типичная зависимость τ_y от угловой скорости ω показана в таблице 1. Сначала при неподвижном основании были измерены $\tau_{\rm H} = 1436 \times 10^{-6}$ с (ручка управления на передатчике в нейтральном положении), $\tau_{\rm max} = 1856 \times 10^{-6}$ с (ручка управления на передатчике в одном крайнем положении). $\tau_{\rm min} = 1045 \times 10^{-6}$ с (ручка управления на передатчике в другом крайнем положении). Следует отметить, что приведенные значения длительностей воспроизводились с погрешностью 1×10^{-6} с. Значения $\tau_{\rm max}$ и $\tau_{\rm murr}$ определяют 100% расходы рулей или "e.point" передатчика.

Таблица 1

Зависимость изменения длительности управляющих импульсов от скорости вращения поворотной платформа при нормальном режиме работы GYA352.

№ п/п	ω (⁰ /c)	$\tau_{y} \times 10^{-6} c (\omega_{+})$	$\tau_{\rm H} \times 10^{-6} c$	$\tau_{y} \times 10^{-6} c (\omega_{-})$
1	10	1451	1436	1424
2	20	1464	1436	1411

3	30	1478	1436	1398
4	40	1489	1436	1384
5	50	1503	1436	1371
6	60	1519	1436	1359
7	70	1530	1436	1345
8	80	1544	1436	1333
9	90	1555	1436	1321
10	100	1565	1436	1310
11	110	1579	1436	1298
12	120	1588	1436	1288
13	130	1600	1436	1275
14	140	1611	1436	1265
15	150	1619	1436	1257

Полученные результаты воспроизводятся с погрешностью $\pm 2 \times 10^{-6}$ с. Таким образом, воспроизводимость результатов измерений составила около 3×10^{-3} . Полагая масштабный коэффициент К= $\Delta \tau / \Delta \omega$, находим К=(1,2±0,1) $\times 10^{-6}$ с²/°. И наконец, с учетом "e.point" передатчика динамический диапазон GYA352 в данной схеме составляет около $\pm 330^{-0}$ /с.

При постоянном вращении A на рис.1 с неизменной ω в течении 10 мин значение τ_y оставалось неизменным. Этот факт указывает на то, что нестабильность (дрейф) нуля гироскопов каким-то образом исключает созданный разработчиком алгоритм (который нам неизвестен).

На следующем этапе GYA352 работал в режиме AVCS. Как утверждает изготовитель "...в этом режиме осуществляются и пропорциональное и интегральное управление БПС. Разница между работой в режимах Normal и AVCS в том, что в режиме Normal учитываются только изменения ориентации, а режим AVCS возвращает контролируемую переменную вместе с отслеженным изменением ориентации." Иными словами это режим интегрирующего гироскопа, когда на выбранном временном интервале (t2 –

t1) выполняется процедура измерения угла $\varphi = \int_{t_1}^{t_2} \omega(t) dt$ [3] с последующей

компенсацией этого φ .

Методика измерения состояла в следующем. Устройства A рис.1 устанавливались на поворотную платформу УПГ-1. GYA352 устанавливался в режиме AVCS. Без гироскопа измерены $\tau_{\rm H} = 1595 \times 10^{-6}$ с, $\tau_{\rm max} = 2029 \times 10^{-6}$ с и $\tau_{\rm min} = 1192 \times 10^{-6}$ с. При подключенном гироскопе поворотная платформа разворачивалась в одну сторону на угол $\phi_{\rm max+}$ при котором достигалось ттах. Затем поворотная платформа разворачивалась в другую сторону на угол $\phi_{\rm max-}$

при котором достигалось τ_{min} . Значения ϕ_{max+} и ϕ_{max-} составили около 600. Отсюда для данного режима работы GYA352 его масштабный коэффициент составляет К= $\Delta \tau / \Delta \phi = (6.9 \pm 0.3) \times 10^{-6} \text{с/}^{\circ}$.

После этого измерения проводились следующим образом. В режиме AVCS платформа разворачивалась в одну сторону на угол 10^0 , выдерживалась 15 сек с регистрацией τ , после этого выполнялся разворот на 10^0 в другую сторону и т.д. Результаты измерений приведены в таблице 2. Значения τ в этой таблице имеют размерность 10^{-6} с.

					Табл 2
№ п/п	$ au_{\phi^+}$	$ au_{\phi^+(i+1)} - au_{\phi^+(i)}$	$ au_{\phi}$ -	$\begin{array}{c c} \tau_{\phi}(i+1) - & \ \tau_{\phi}(i) \end{array}$	$ au_{\phi^+(i)} - au_{\phi^-(i)}$
1	1673		1608		65
2	1688	15	1615	7	73
3	1695	7	1621	6	74
4	1703	8	1634	13	69
5	1713	10	1646	12	67
6	1724	11	1658	12	66
7	1740	16	1674	16	64
8	1758	18	1691	17	67
9	1771	13	1705	14	66
10	1788	17	1722	17	66
11	1802	14	1732	19	70
12	1811	9	1746	14	65
13	1834	23	1768	12	66
14	1851	17	1784	16	67
15	1870	19	1794	10	76
16	1880	10	1814	20	66
17	1899	19	1831	17	68
18	1918	19	1854	23	64
19	1939	21	1874	20	65
20	1952	13	1897	23	55
	$\tau_{\phi 20} \text{-} \tau_{\phi 1} \text{=} 279$	среднее = 14,7	$\tau_{\phi 20} \text{-} \tau_{\phi 1} \text{=} 289$	среднее = 15,1	среднее = 67

Из результатов, приведенных в таблице 2 получаем среднее значение масштабного коэффициента для этого режима около K= $(5,2\pm0,5) \times 10^{-6}$ с/0. С учетом полученного выше значения принимаем K_{cp}= $(6,0\pm0,3) \times 10^{-6}$ с/0. Учитывая, что измерения проведены за время 10 мин., получим значение

дрейфа нуля около 4,7 0/мин. Видимо по этой причине изготовитель не рекомендует осуществлять посадку БПС при работе в режиме AVCS.

Летные испытания

Испытания проведены летом 2010 года на аэродроме в с. Бузовая, киевской области.

Был использован пилотажный БПС с такими характеристиками: размах крыльев 1450 мм, длина фюзеляжа 1250 мм, вес 1850 г, двигатель двухтактный калильный, работающий на метаноле, посадочная (взлетная) скорость около 40 км/ч, максимальная скорость полета - 100 км/ч, время полета - до 20 минут на одной заправке и скорости 60 км/ч. Взлет и посадка по-самолетному.

Метеоусловия: пасмурный день, облачно, ветер 6-9 м/с с порывами до 12 м/с. Три полета по 8-12 минут каждый. После набора высоты (50-100)м полет по "коробочке" со стороной (100-150)м на скорости 60-65 км/ч. Высота и скорость полета контролировалась при помощи логгера iBT-GPS Bluetooth GPS Data Logger. Радиопередатчик - Futaba T12FGA, бортовой приемник – R5114DPS (12-и канальные). Передатчик настроен на полет без участия GYA352, а также с подключением его либо в режиме Normal либо в режиме AVCS. Аппаратура установлена в фюзеляже БПС как показано на рис 2.





Рис.2. Установка аппаратуры на БПС

БПС был оттримирован на предварительных полетах в достаточно спокойную погоду. В первом полете взлет и посадка осуществлялись без GYA352. После набора высоты управление самолетом в ручном режиме оказалось достаточно сложным из-за порывов ветра.

При включения GYA352 в режиме Normal картина существенно изменилась. Самолет устойчиво себя вел по крену и тангажу при установке ручек управления на передатчике в нейтральное положение. При включении режима AVCS устойчивость также существенно улучшалась, но возникала тенденция к пикированию и крену вправо. Во втором полете взлет и посадка проведены с GYA352 в режиме Normal. В этом случае взлет и посадку выполнить оказалось намного проще чем без GYA352. В полете при

переключении режимов картина повторилась. Перед третьим полетом оси чувствительности гироскопов GYA352 были развернуты на 180⁰ каждая и реверсированы управляющие сигналы GYA352 для сохранения нужного направления отработки. Взлет в режиме Normal, а в полете при включении режима AVCS возникала тенденция к кабрированию и крену влево. Последний факт указывает на то, что эта тенденция является следствием дрейфа нуля гироскопов.

Выводы.

Режим Normal.

В этом режиме GYA352 использует гироскопы в качестве датчиков угловых скоростей. Их динамический диапазон в схеме управления составляет $\pm 330^{-0}$ /с, масштабный коэффициент при этом K=(1,2 ± 0 ,1) ×10⁻⁶c²/0. Смешение нуля гироскопов и его дрейф алгоритмически исключены. При управлении БПС по радиоканалу применение этого режим существенно упрощает процесс управления особенно в ветреную погоду.

Режим AVCS.

GYA352 режиме В ЭТОМ случае использует гироскопы В интегрирования их выходных сигналов. Его динамический диапазон в схеме управления составляет $\pm 60^{\circ}$, масштабный коэффициент - К=(6,0 $\pm 0,3$) ×10⁻⁶ с/0, а дрейф нуля - 4,7 °/мин. Указанный дрейф нуля не скомпенсирован и, как показали летные испытания, использование ЭТОГО режима нецелесообразно.

Литература

- 1. AVCS Rate Gyro GYA352. Instruction manual. Futaba incorporated, 2002.
- 2. Instruction manual for Futaba 7C-2.4GHz. Futaba incorporated, 2007.
- 3. Павловський М.А. Теоретична механіка. К.: "Техніка", 2002. 510 с.