

НОВЫЙ РЕЖИМ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ СУЩЕСТВЕННОГО УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ВИБРАЦИОННЫХ ГИРОСКОПОВ

Кориолисовы вибрационные гироскопы, использующие осесимметричные или почти осесимметричные резонаторы, например Sagem Quarason™, а также волновые твердотельные гироскопы, цилиндрические вибрационные гироскопы и осесимметричные микромеханические гироскопы могут работать в режиме полного угла и в режиме принудительной балансировки.

Показана возможность использования соотношений между дефектами, управляющими командами и погрешностями для задания нового режима управления, который сочетает в себе режим принудительной балансировки и режим полного угла, что существенно улучшает характеристики прибора.

Реализация этих принципов в гироскопе Quarason™ ведет к созданию нового кориолисового вибрационного гироскопа с цифровым управлением, результаты испытаний которого представлены в статье.

Введение

Возможность управлять колебаниями осесимметричного вибрационного гироскопа в любом направлении, перпендикулярном оси измерения, позволяет наблюдать интересное свойство: смещение нуля зависит от направления колебаний, но его среднее значение остается очень малым и стабильным при изменении температуры и во времени. Это побудило авторов заняться поиском режима управления, позволяющего удерживать смещение нуля на этом малом среднем значении. В соответствии с этой идеей первая часть статьи посвящена соотношениям между дефектами, командами и погрешностями кориолисового вибрационного гироскопа, а вторая его часть объясняет, как сформировать подходящие для управления команды.

Модальная плоскость

Деформация резонатора полностью описывается трехмерным перемещением каждой из его точек вокруг положения равновесия, выраженным в локальной системе координат, связанной с телом резонатора. Учитывая физические связи между всеми точками материала, каждая из трех координат перемещения является суммой произведений функций с пространственной либо временной зависимостью.

Каждое слагаемое суммы связано с модой, определенной одной или несколькими собственными частотами, учитывающими зависимость от времени,

Раго Винсент. Сажем Дефанс Секюрите (Париж, Франция).

Ремилльё Жорж. Сажем Дефанс Секюрите.

Статья по докладу на XVIII Санкт-Петербургской международной конференции по интегрированным навигационным системам.

Научный редактор перевода Ю.В.Филатов.

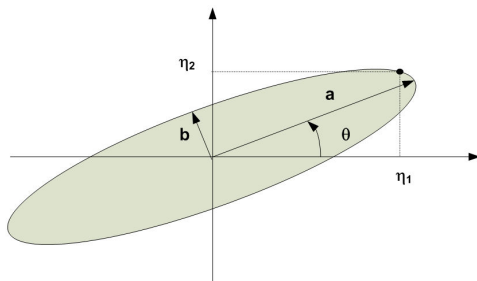
либо со связанными собственными векторами, учитывающими пространственную зависимость.

Если предположить, что происходит возбуждение двух мод колебаний, деформация резонатора полностью описывается набором двух геометрических функций M_1 и M_2 , зависящих только от формы колебаний, и набором двух функций η_1 и η_2 , зависящих только от времени, называемым также модальными базисными координатами выбранных режимов. Рассмотрим идеальный изотропный двойной резонатор без демпфирования, с массой m и коэффициентом жесткости k :

$$m \ddot{\eta} + k\eta = 0 \rightarrow \ddot{\eta} + \omega_0^2 \eta = 0;$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}; \quad \eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

В модальной плоскости траектория η эллиптическая и полностью определяется начальными условиями $\eta(t=0)$ и $\dot{\eta}(t=0)$. Кроме того, так как движение является повторяющимся во времени, удобнее описывать его, используя четыре постоянные a , b , θ и ω_0 :



$$\eta(t) = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} = aIv \cos \phi(t) + bJv \sin \phi(t);$$

$$v = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}; \quad (2)$$

$$\dot{\phi}(t) = \omega_0;$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Легко проверить, что если θ, ϕ – решение (2), то $\theta+\pi, \phi+\pi$ также является решением. Следовательно, π – период фазы колебаний θ . Это объясняет, почему большинство последующих формул зависит от 2θ .

На рис. 1 показаны деформации, возникающие при двух модах колебаний, используемых в гироскопе QuarasonTM:

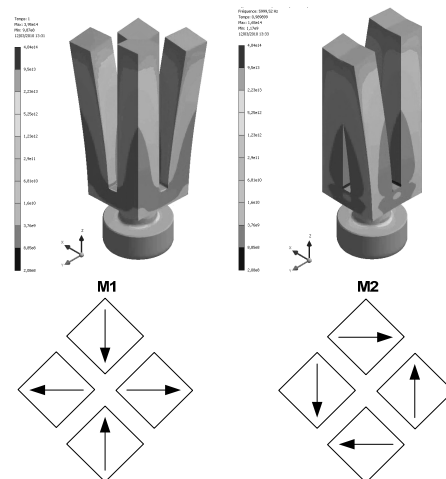


Рис. 1

Базовое управление

Возбуждение идеального резонатора происходит только за счет сил управления (вектор 2×1) в соответствии с выражениями:

$$f = f_c(t) \cos \phi + f_s(t) \sin \phi;$$

$$\ddot{\eta} + \omega_0^2 \eta = \frac{f}{m}. \quad (3)$$

Чтобы спрогнозировать поведение резонатора, следует разрешить изменение во времени введенных постоянных a , b , θ и ω_0 , которые назовем медленно меняющимися переменными. Поскольку удобнее, чтобы ω_0 была постоянной, введем малую величину $\delta\omega$, учитывающую изменения частоты во времени:

$$\eta(t) = a(t) v(t) \cos \phi(t) + b(t) Jv(t) \sin \phi(t);$$

$$\dot{\phi}(t) = \omega_0 + \delta\omega(t). \quad (4)$$

Полагая $\ddot{a}$, $\ddot{b}$, $\ddot{\theta}$, $\ddot{\phi}$ пренебрежимо малыми величинами, вычисляем $\dot{\eta}$, $\ddot{\eta}$ и подставляем результат в (3), отбрасывая члены второго порядка:

$$\dot{a} = -\frac{v^T f_s}{2m\omega_0};$$

$$\dot{b} = -\frac{v^T Jf_c}{2m\omega_0};$$

$$\begin{bmatrix} \delta\omega \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \frac{1}{2(a^2 - b^2)m\omega_0} \begin{bmatrix} a & -b \\ -b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -v^T f_c \\ v^T Jf_s \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Чтобы разорвать связь между $\delta\omega$ и $\dot{\theta}$, необходимо задать нулевое b , тогда уравнение (5) примет вид:

$$\delta\omega = -K_r v^T f_c; \quad \frac{\dot{a}}{a} = -K_r v^T f_s;$$

$$\frac{\dot{b}}{a} = -K_r v^T Jf_c; \quad \dot{\theta} = K_r v^T Jf_s;$$

$$K_r = \frac{1}{2ma\omega_0}. \quad (6)$$

Таким образом, устраняется критическая ситуация, когда эллипс вырождается в окружность, и оценка фазы колебаний становится возможна.

Четыре силы управления

В области медленно меняющихся величин резонатор действует главным образом как интегратор по отношению к командам управления, и можно использовать четыре удельные силы C_r , C_a , C_q и C_p , которые воздействовали бы отдельно на различные параметры эллипса. Для того чтобы придать сигналам этих сил размерность скорости изменения фазы колебаний, управление резонатора строится следующим образом:

$$f = -2ma\omega_0 u;$$

$$u = \left[(C_r I + C_q J) \cos \phi + (C_a I + C_p J) \sin \phi \right] v. \quad (7)$$

И выражения (6) приобретают вид:

$$\delta\omega = C_r; \quad \frac{\dot{a}}{a} = C_a;$$

$$\frac{\dot{b}}{a} = -C_q; \quad \dot{\theta} = -C_p. \quad (8)$$

В таблице представлена физическая интерпретация (8).

Сила управления f	Пропорциональна η	Пропорциональна $\dot{\eta}$
Направление колебаний	C_r меняет $\delta\omega$	C_a меняет a
Направление, перпендикулярное колебаниям	C_q меняет b	C_p меняет θ

(9)

Реальный резонатор

Благодаря малым дефектам, обозначенным Δ в уравнении (10), анизотропный резонатор характеризуется симметричными матрицами массы, демпфирования и жесткости, тогда как матрица Кориолиса является кососимметричной. Следовательно, динамика резонатора задается следующим соотношением:

$$m \underbrace{\begin{bmatrix} 1 + \Delta_{mc} & \Delta_{ms} \\ \Delta_{ms} & 1 - \Delta_{mc} \end{bmatrix}}_{\text{Масса}} \ddot{\eta} + c \underbrace{\begin{bmatrix} 1 + \Delta_{cc} & \Delta_{cs} \\ \Delta_{cs} & 1 - \Delta_{cc} \end{bmatrix}}_{\text{Демпфирование}} \dot{\eta} + k \underbrace{\begin{bmatrix} 1 + \Delta_{kc} & \Delta_{ks} \\ \Delta_{ks} & 1 - \Delta_{kc} \end{bmatrix}}_{\text{Жесткость}} \eta +$$

$$+ 2m \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Кориолис}} \left(\alpha \Omega \dot{\eta} + \frac{\alpha \dot{\Omega}}{2} \eta \right) = \underbrace{f}_{\text{Силы управления}}, \quad (10)$$

где Ω – проекция угловой скорости на ось измерения резонатора; α – коэффициент Брайана; m , c и k – средние значения модальной массы, коэффициента вязкости и жесткости.

Отметим, что член, пропорциональный Ω^2 , отбрасывается, так как он оказывает малое влияние на резонансную частоту.

Вводя среднюю частоту колебаний ω_0 и средний коэффициент демпфирования $\omega_0/(2Q)$, можно переписать предыдущее выражение:

$$\underbrace{\ddot{\eta} + \omega_0^2 \eta}_{\text{Идеальный изотропный недемпфированный резонатор}} = \underbrace{\frac{f}{m}}_{\text{Управление}} - \underbrace{\left[-2J \left(\alpha \Omega \dot{\eta} + \frac{\alpha \dot{\Omega}}{2} \eta \right) + \left[\begin{array}{cc} \Delta_{mc} & \Delta_{ms} \\ \Delta_{ms} & -\Delta_{mc} \end{array} \right] \ddot{\eta} + \frac{\omega_0}{Q} \left[\begin{array}{cc} 1 + \Delta_{cc} & \Delta_{cs} \\ \Delta_{cs} & 1 - \Delta_{cc} \end{array} \right] \dot{\eta} + \omega_0^2 \left[\begin{array}{cc} \Delta_{kc} & \Delta_{ks} \\ \Delta_{ks} & -\Delta_{kc} \end{array} \right] \eta}_{\substack{\text{Кориолис} \\ \text{Дефекты} \\ \text{Возмущение}}} \quad (11)$$

Введение анизотропии частоты

Поскольку $\dot{a}/a$, $\dot{b}/a$ и $\dot{\theta}$ пренебрежимо малы по сравнению с $\dot{\phi}$, выражение (4) принимает вид

$$\ddot{\eta} \approx -(\omega_0 + \delta\omega)^2 \eta \approx -\omega_0^2 \eta. \quad (12)$$

Подставляя этот результат в правую часть (11), получаем пренебрежимо малую погрешность

$$\ddot{\eta} + \omega_0^2 \eta = \frac{f}{m} - 2J \left(\alpha \Omega \dot{\eta} + \frac{\alpha \dot{\Omega}}{2} \eta \right) - \left\{ \frac{\omega_0}{Q} \begin{bmatrix} 1 + \Delta_{cc} & \Delta_{cs} \\ \Delta_{cs} & 1 - \Delta_{cc} \end{bmatrix} \dot{\eta} + \omega_0^2 \begin{bmatrix} \Delta_{kc} - \Delta_{mc} & \Delta_{ks} - \Delta_{ms} \\ \Delta_{ks} - \Delta_{ms} & -\Delta_{kc} + \Delta_{mc} \end{bmatrix} \eta \right\}. \quad (13)$$

Из (13) видно, что дефекты массы и жесткости действуют совместно, изменяя частоту. Чтобы придать больший физический смысл этому выражению, перегруппируем его в более удобную форму, в которой кориолисовы члены и дефекты объединены в двух матрицах M_Q и $M_{\Delta\omega}$, имеющих размерность скорости изменения фазы колебаний:

$$\ddot{\eta} + \omega_0^2 \eta = \frac{f}{m} - 2M_Q \dot{\eta} - 2\omega_0 M_{\Delta\omega} \eta;$$

$$M_Q = \alpha \Omega J + M_{Q0}; \quad M_{Q0} = \frac{\omega_0}{2Q} \begin{bmatrix} 1 + \Delta_{cc} & \Delta_{cs} \\ \Delta_{cs} & 1 - \Delta_{cc} \end{bmatrix}; \quad (14)$$

$$M_{\Delta\omega} = \frac{\alpha\Omega}{2\omega_0} J + M_{\Delta\omega 0}; \quad M_{\Delta\omega 0} = \frac{\omega_0}{2} \begin{bmatrix} \Delta_{kc} - \Delta_{mc} & \Delta_{ks} - \Delta_{ms} \\ \Delta_{ks} - \Delta_{ms} & -\Delta_{kc} + \Delta_{mc} \end{bmatrix}.$$

Таким образом, теперь можно выразить рассогласование демпфирования и частоты в терминах угловой скорости, что поможет оценить требуемую точность управления.

Реальный резонатор с базовым управлением

Используя законы управления, принятые для идеального резонатора, зададим силы таким образом, чтобы компенсировать возмущения, для чего обеспечим постоянство a и равенство b нулю. Тогда (4) приобретает вид:

$$\begin{aligned}\eta(t) &= av(t) \cos \phi(t); \\ \dot{\phi}(t) &= \omega_0 + \delta\omega(t).\end{aligned}\tag{15}$$

Полагая, что $\delta\omega$ постоянная, вычисляем $\dot{\eta}$, $\ddot{\eta}$, пренебрегая ошибками второго порядка, и подставляем результат в (14). Для того чтобы выделить C_r и C_a , умножаем уравнение (15) на v^T и разделяем члены при $\cos\phi$ и $\sin\phi$. Аналогично умножение уравнения (15) на $v^T J$ и разделение членов при $\cos\phi$ и $\sin\phi$. $\cos\phi$ позволяет выделить C_q и C_p . Поскольку величины a и b управляемы, C_a и C_q можно считать наблюдениями подобно $\delta\omega$ и $\dot{\theta}$:

$$\begin{aligned}\delta\omega &= \frac{\omega_0}{2} [(\Delta_{kc} - \Delta_{mc}) \cos(2\theta) + (\Delta_{ks} - \Delta_{ms}) \sin(2\theta)] - C_r; \\ C_q &= \frac{\omega_0}{2} [-(\Delta_{kc} - \Delta_{mc}) \sin(2\theta) + (\Delta_{ks} - \Delta_{ms}) \cos(2\theta)] - \frac{\alpha \dot{\Omega}}{2\omega_0} - \frac{\ddot{\theta}}{2\omega_0}; \\ C_a &= \frac{\omega_0}{2Q} [1 + \Delta_{cc} \cos(2\theta) + \Delta_{cs} \sin(2\theta)]; \\ \dot{\theta} &= \frac{\omega_0}{2Q} [-\Delta_{cc} \sin(2\theta) + \Delta_{cs} \cos(2\theta)] - \alpha\Omega + C_p.\end{aligned}\tag{16}$$

Это соотношение можно записать в более удобном виде:

$$\begin{aligned}\delta\omega &= \Delta\omega \cos[2(\theta - \theta_{\Delta\omega})] - C_r; & C_a &= \Omega_Q + \Delta\Omega_Q \cos[2(\theta - \theta_Q)]; \\ C_q &= \Delta\omega \sin[2(\theta - \theta_{\Delta\omega})] - \frac{\alpha \dot{\Omega}}{2\omega_0} - \frac{\ddot{\theta}}{2\omega_0}; & \dot{\theta} &= \Delta\Omega_Q \sin[2(\theta - \theta_Q)] - \alpha\Omega + C_p; \\ \Delta\omega &= \frac{\omega_0}{2} \sqrt{(\Delta_{kc} - \Delta_{mc})^2 + (\Delta_{ks} - \Delta_{ms})^2}; & \theta_{\Delta\omega} &= \arctg\left(\frac{\Delta_{ks} - \Delta_{ms}}{\Delta_{kc} - \Delta_{mc}}\right); \\ \Omega_Q &= \frac{\omega_0}{2Q}; \\ \Delta\Omega_Q &= \Omega_Q \sqrt{\Delta_{cc}^2 + \Delta_{cs}^2}; & \theta_Q &= \arctg\left(\frac{\Delta_{cs}}{\Delta_{cc}}\right),\end{aligned}\tag{17}$$

где $\theta_{\Delta\omega}$ и θ_Q – направления максимальной частоты и максимального демпфирования, тогда как $\Delta\omega$ и $\Delta\Omega_Q$ – это анизотропия частоты и демпфирования.

Угловая скорость Ω действует непосредственно на $\dot{\theta}$ через α и в меньшей степени на C_q , при этом $\delta\omega$ и C_a воздействию не подвергаются. Отметим, что $\delta\omega$ и C_q одинаково зависят от θ , то же свойство связывает C_a и $\dot{\theta}$.

Смещение нуля зависит от направления колебаний как функция 2θ , и его среднее значение равно нулю на интервале π радиан.

Сила управления C_a (используемая для поддержания постоянной амплитуды) зависит от направления колебаний подобным образом, но не зависит от Ω . Следовательно, наблюдение за C_a позволяет получить оценку смещения нуля.

Гироскоп QuarasonTM имеет следующие параметры:

среднее значение демпфирования (Ω_Q).....65°/с;

анизотропия демпфирования ($\Delta\Omega_Q$).....1.5°/с;

анизотропия частоты ($\Delta\omega$).....85°/с.

Реальный резонатор с базовым управлением и с учетом дефектов реализации

Вследствие дефектов устройств съема и актюаторов точность управления находится под воздействием погрешностей коэффициентов усиления и фазовых ошибок этих устройств.

При управлении используются устройства съема и электроника, обеспечивающие оценку модального перемещения $\hat{\eta}$, связанного с η посредством матрицы коэффициентов усиления A размерностью 2×2

$$\hat{\eta} = A\eta \rightarrow \eta = A^{-1}\hat{\eta}. \quad (18)$$

Для учета дефектов устройств съема оценки параметров эллипса будут помечены символом $\wedge$.

Команды подаются на актюаторы и характеризуются матрицей B коэффициентов усиления размерностью 2×2 , тогда выражение (7) приобретает вид:

$$\begin{aligned} f &= B(-2\hat{a}\hat{\omega}_0 u); \\ u &= \left[(C_r I + C_q J) \cos \hat{\phi} + (C_a I + C_p J) \sin \hat{\phi} \right] \hat{v}. \end{aligned} \quad (19)$$

Объединение (14), (18) и (19) приводит к виду

$$\ddot{\hat{\eta}} + \omega_0^2 \hat{\eta} = AB(-2\hat{a}\hat{\omega}_0 u) - 2AM_Q A^{-1} \dot{\hat{\eta}} - 2\omega_0 AM_{\Delta\omega} A^{-1} \hat{\eta}. \quad (20)$$

Из-за рассогласования коэффициента усиления устройств съема и электроники матрица A , как правило, является анизотропной и исчезает естественная кососимметричность кориолисовой части

$$AM_Q A^{-1} = A(\alpha\Omega J + M_{Q0}) A^{-1} = \alpha\Omega A J A^{-1} + AM_{Q0} A^{-1}. \quad (21)$$

Главным следствием этого является то, что эквивалентный коэффициент Брайана, обозначенный как $\alpha'(\theta)$, зависит от направления колебаний

$$\alpha' = \alpha + \Delta\alpha \cos[2(\theta - \theta_\alpha)]. \quad (22)$$

Согласно норме произведения $A \cdot B$ в силы управления вносятся погрешности масштабного коэффициента и происходит смещение (C_r с C_q и C_a с C_p) на фоне анизотропии произведения $A \cdot B$.

Вследствие ширины полосы пропускания устройств съема, актюаторов, электроники, задержек вычисления и цифровой фильтрации компоненты $\cos\phi$ и $\sin\phi$ смешиваются друг с другом. Для учета этих дефектов можно обобщить ранее описанный метод, заменив действительные матрицы A и B комплексными. Главный результат воздействия фазовой ошибки заключается в том, что C_r смешивается с C_a и C_q с C_p .

Для уменьшения погрешностей коэффициента усиления A и B и фазовых ошибок используется программная компенсация A_c и B_c , обеспечивающая близость матриц к единичным:

$$\begin{aligned} A &= \underbrace{A_c}_{\text{Компенсация}} \cdot \underbrace{A_e}_{\text{Электроника}} \cdot \underbrace{A_d}_{\text{Устр-ва съема}} \approx I; \\ B &= \underbrace{B_d}_{\text{Приводы}} \cdot \underbrace{B_e}_{\text{Электроника}} \cdot \underbrace{B_c}_{\text{Компенсация}} \approx I. \end{aligned} \quad (23)$$

Символ $\wedge$, которым ранее были обозначены погрешности оценки, здесь не используется, для простоты описания.

Режим полного угла

В режиме полного угла C_p устанавливается равным нулю, и колебания имеют свободное направление. Так как требуется только наблюдение за направлением колебаний, средняя погрешность коэффициента усиления устройств съема не оказывает на него влияния. Однако из-за анизотропии коэффициента усиления следящих устройств α' эквивалентный коэффициент Брайана зависит от θ . Более того, остаточная разность между AB и единичной матрицей вызывает погрешность выставки $\Delta\theta$ и запаздывание по фазе $\Delta\phi$, смешивая команды управления. Это усиливает естественное смещение нуля датчика. Наконец, применяя разложение в ряд Фурье первого порядка, получаем фазу колебаний:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= -\alpha' \Omega + \Omega_b; \\ \Omega_b &= \underbrace{\Omega_{\Delta Q}}_{\substack{\text{Анизотропия} \\ \text{демпфирования}}} + \underbrace{\Delta\theta C_a}_{\substack{\text{Анизотропия} \times \text{коэффициента усиления} \\ \times \text{демпфирование}}} + \underbrace{\Delta\phi C_q}_{\substack{\text{Запаздывание по фазе} \\ \times \text{анизотропия частоты}}}; \end{aligned} \quad (24)$$

$$\Omega_{\Delta Q} = \Delta\Omega_Q \sin[2(\theta - \theta_Q)];$$

$$\Delta\theta = \Delta\theta_0 + \Delta\theta_1 \cos[2(\theta - \theta_\theta)]; \quad \Delta\phi = \Delta\phi_0 + \Delta\phi_1 \cos[2(\theta - \theta_\phi)].$$

Этот режим обеспечивает виртуально неограниченный динамический диапазон и высокую стабильность среднего масштабного коэффициента α . Однако модуляция масштабного коэффициента $\Delta\alpha$, зависящая от анизотропии коэффициента усиления устройств съема, должна быть меньше, чем погрешность, приемлемая для пользователя.

Учитывая дефекты резонатора и погрешности управления, дрейф гироскопа в режиме полного угла является функцией трех основных слагаемых: анизотропии демпфирования; произведения анизотропии коэффициента усиления на

коэффициент демпфирования; произведения фазовой ошибки на анизотропию частоты.

Последнее слагаемое может быть очень большим в случае большой анизотропии частоты. Именно поэтому режим полного угла требует использования осесимметричных резонаторов, которые обрабатываются на станке почти до идеальной геометрической формы. Заводская калибровка зависимости смещения нуля от θ позволяет проводить компенсацию в режиме реального времени, что значительно улучшает характеристики прибора. Однако стабильность смещения нуля по-прежнему зависит от стабильности анизотропии демпфирования, которая и становится ограничением.

В гироскопе QuarasonTM применяются пьезоэлектрические датчики со следующими эксплуатационными характеристиками:

анизотропия демпфирования $300^\circ/\text{ч}$,

среднее демпфирование $65^\circ/\text{с}$ и рассогласование коэффициента усиления $300 \cdot 10^{-6}$, приводящее к смещению нуля на $70^\circ/\text{ч}$.

анизотропия частоты $85^\circ/\text{с}$ и сдвиг фазы $300 \cdot 10^{-6}$, приводящий к смещению нуля на $90^\circ/\text{ч}$.

Режим принудительной балансировки

В режиме принудительной балансировки (компенсационном) направление колебаний θ удерживается на постоянном уровне и обычно выбирается нулевым. Следовательно, необходимо применить прецессионную команду C_p , чтобы скомпенсировать совместное действие смещения нуля и угловой скорости, подаваемой на датчик. Тогда измерение включает в себя две погрешности:

– погрешность масштабного коэффициента Δ_{SF} , зависящая от погрешностей коэффициентов усиления устройств съема и актюаторов вследствие применения команд управления для компенсации угловой скорости и смещения нуля;

– смещение нуля угловой скорости, задающееся тем же выражением, что и в режиме полного угла, но для фиксированного направления колебаний:

$$\underbrace{\dot{\theta} = 0}_{\text{Управление в режиме принудительной балансировки}} = -\alpha' \Omega + \frac{\Omega_b + C_p}{1 + \Delta_{SF}} \rightarrow C_p = (1 + \Delta_{SF}) \alpha' \Omega - \Omega_b; \quad (25)$$

$$\|AB\| = \frac{I}{1 + \Delta_{SF}} \quad \theta = C^{te}.$$

В случае когда резонаторы не являются осесимметричными, погрешность смещения, вызванная анизотропией частоты, минимизируется с помощью управления колебаниями в направлении одной из двух мод. В результате уменьшается C_q и смещение нуля становится менее чувствительно к фазовым ошибкам.

Тем не менее стабильность смещения нуля кориолисового вибрационного гироскопа, управляемая в режиме принудительной балансировки, даже при фиксированном направлении колебаний все еще зависит от стабильности трех основных слагаемых, упомянутых для режима полного угла.

Принцип нового режима управления

В последних разделах покажем, что параметры резонатора и ошибки управления в зависимости от режима управления по-разному воздействуют на смещение нуля и погрешности масштабных коэффициентов.

Поскольку эти погрешности откалиброваны и скомпенсированы производителем, то в обоих случаях ограничение смещения нуля зависит от нестабильности анизотропии демпфирования; нестабильностей анизотропии демпфирования и коэффициента усиления; нестабильностей запаздывания фазы и анизотропии частоты.

Если нарушения устойчивости медленны, их воздействие на характеристики можно свести к минимуму, используя свойства выражений, приведенных в предыдущем разделе:

- смещение нуля, зависимое от анизотропии демпфирования, имеет нулевое среднее значение зависимости от θ на интервале π радиан,
- погрешность масштабного коэффициента задается нулевой путем наблюдения за величиной C_r , действующей на $\delta\omega$ так же, как величина C_p действует на $\dot{\theta}$.

Внедрение этих принципов привело к появлению гироскопа с цифровым мультиплексным управлением Gyro Vibrant Nouvelle Génération (GVNG) («Вибрационный гироскоп нового поколения»).

Уменьшение смещения нуля

Когда анизотропия коэффициента усиления и фазовые ошибки скомпенсированы, среднее значение смещения нуля как функции от θ равно нулю на интервале π радиан. Однако пользователей больше интересует зависимость среднего значения от времени, чем от угла. Чтобы гарантировать, что среднее значение функции времени совпадает со средним значением функции от угла, θ должен быть равномерно распределен в диапазоне π или $k\pi$, где k – целое число. Простейший способ достичь этого условия – линейно изменять θ во времени.

В режиме полного угла траектория зависит главным образом от Ω , но, используя режим принудительной балансировки, можно управлять θ следующим образом:

$$\begin{aligned}\theta &= \Omega_c t + C^{te}; \\ \Omega_c &= C^{te} \quad T_c = \frac{\pi}{\Omega_c}.\end{aligned}\tag{26}$$

В течение периода T_c вариация фазы колебаний равна π , которое является периодом смещения нуля. В соответствии с (25)

$$\underbrace{\dot{\theta} = \Omega_c}_{\text{Управление в режиме принудительной балансировки}} = -\alpha' \cdot \Omega + \frac{\Omega_b(\theta) + C_p}{1 + \Delta_{SF}} \rightarrow \hat{\Omega} = \underbrace{C_p - \Omega_c}_{\text{Скомпенсированное значение}} = \underbrace{(1 + \Delta_{SF})\alpha'}_{\text{Масштабный коэффициент}} \underbrace{\Omega + \Delta_{SF}\Omega_c - \Omega_b(\theta)}_{\text{Смещение нуля}}.\tag{27}$$

Это означает, что необходимо вычесть Ω_c из C_p перед отправкой пользователю оценки Ω . В таком случае средний дрейф за период T_c можно описать:

$$\Delta_{SF} \cdot \Omega_c - \frac{1}{T_c} \int_{T_c} \Omega_b(\theta) dt = \Delta_{SF} \Omega_c - \frac{1}{\pi} \int_{\pi} \Omega_b(\theta) d\theta.\tag{28}$$

Даже если интеграл равен нулю, смещение нуля может быть большим из-за погрешности масштабного коэффициента. Следовательно, знак Ω_c в формуле для θ должен быть изменен после каждого промежутка времени T_c . Тогда смещение нуля из-за погрешности масштабного коэффициента становится переменным сигналом с периодом $2T_c$ и нулевым средним значением:

$$\begin{aligned} & \underbrace{\frac{\Delta SF \Omega_c}{2} - \frac{1}{2T_c} \int_0^{T_c} \Omega_b(\theta) dt}_{\theta = \Omega_c t + \theta_i} + \underbrace{-\frac{\Delta SF \Omega_c}{2} - \frac{1}{2T_c} \int_{T_c}^{2T_c} \Omega_b(\theta) dt}_{\theta = 2\pi - \Omega_c t + \theta_i} = \\ & = -\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_i}^{\pi} \Omega_b(\theta) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\theta_i} \Omega_b(\theta) d\theta = -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\theta_i} \Omega_b(\theta) d\theta. \end{aligned} \quad (29)$$

Теперь надо гарантировать, чтобы среднее значение Ω_b было как можно ближе к нулю. В соответствии с (17) заметим, что $\Omega_{\Delta Q}$ имеет нулевое среднее значение благодаря симметрии естественной матрицы демпфирования; C_a почти постоянная, так как анизотропия демпфирования мала по сравнению со средним демпфированием и C_q имеет нулевое среднее значение.

В соответствии с (17) и (24) получаем среднее значение Ω_b

$$\begin{aligned} \Omega_{b0} &= \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\theta_i} (\Omega_{\Delta Q} + \Delta\theta C_a + \Delta\phi C_q) d\theta = \\ &= \underbrace{\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\theta_i} \Omega_{\Delta Q} d\theta}_{=0} + \\ &+ \underbrace{\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\theta_i} \{ \Delta\theta_0 + \Delta\theta_1 \cdot \cos[2(\theta - \theta_0)] \} \{ \Omega_Q + \Delta\Omega_Q \cos[2(\theta - \theta_Q)] \} d\theta}_{\approx \Delta\theta_0 \Omega_Q + \frac{\Delta\theta_1 \Delta\Omega_Q}{2} \cdot \cos[2 \cdot (\theta_Q - \theta_0)]} + \\ &+ \underbrace{\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\theta_i} \{ \Delta\phi_0 + \Delta\phi_1 \cos[2(\theta - \theta_\phi)] \} \Delta\omega \sin[2(\theta - \theta_{\Delta\omega})] d\theta}_{\approx \frac{\Delta\phi_1 \Delta\omega}{2} \sin[2(\theta_\phi - \theta_{\Delta\omega})]} \approx \\ &\approx \Delta\theta_0 \Omega_Q + \frac{\Delta\phi_1 \Delta\omega}{2} \sin[2(\theta_\phi - \theta_{\Delta\omega})]. \end{aligned} \quad (30)$$

В (30) под фигурными скобками приведены упрощенные выражения.

Первое слагаемое исключает погрешности анизотропии демпфирования путем осреднения. Второе слагаемое вызвано главным образом рассогласованием ориентации систем координат устройств съема и актюаторов. Третье слагаемое зависит от разности $\theta_\phi - \theta_{\Delta\omega}$, которая обычно не контролируется.

В гироскопе QuarasonTM устранено влияние погрешности анизотропии демпфирования (300°/ч). Таким образом, стабильность смещения нуля ограничена только остаточными компонентами и не превышает 30°/ч.

Улучшение масштабного коэффициента

Полагая, что анизотропия коэффициента усиления достаточно мала, и учитывая погрешность масштабного коэффициента, из (17) и (25) получаем

$$\frac{\partial}{\partial C_r} \delta\omega = -\frac{1}{1 + \Delta_{SF}} \frac{\partial}{\partial \Omega} C_p = (1 + \Delta_{SF}) \alpha'. \quad (31)$$

Используя медленное модулирование C_r , можем оценить Δ_{SF} с помощью наблюдения за $\delta\omega$. Следовательно, с использованием компенсации Δ_{SF} погрешность масштабного коэффициента приводится в точности к α' . Такая программная компенсация реализована в цифровом управлении GVNG.

Реализация гироскопа GVNG

В предыдущих разделах предполагалось использование только двух мод колебаний. К сожалению, каждый резонатор имеет нежелательные моды. В таком случае пьезоэлектрические датчики размещаются и соединяются между собой так, чтобы они минимизировали возбуждение и сьем низкочастотных нежелательных мод. На более высоких частотах цифровая фильтрация обеспечивает подавление более высокочастотных мод.

Механическая настройка частотного рассогласования осуществляется в процессе производства, чтобы увеличить стабильность смещения нуля.

На блок-схеме, приведенной на рис. 2, показаны реализованные в приборе функции.

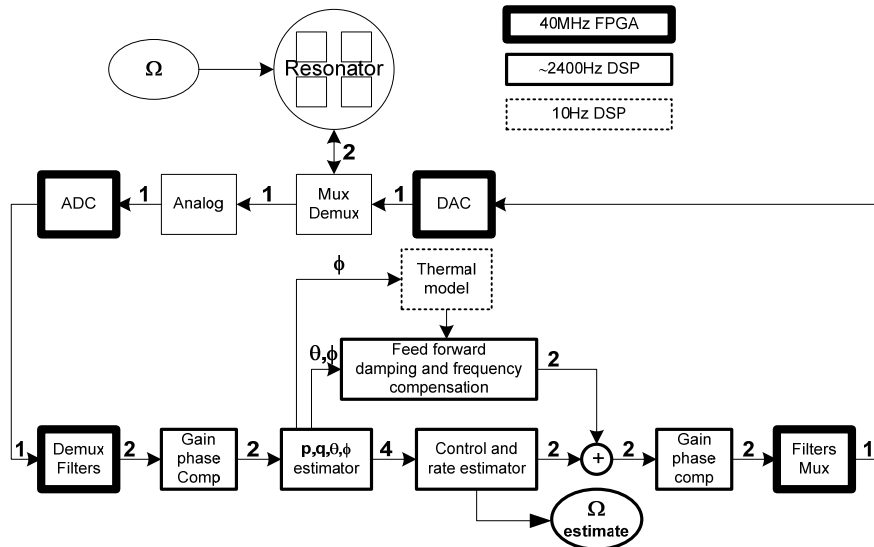
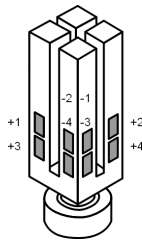


Рис. 2.

Resonator – резонатор, FPGA – программируемая пользователем вентильная матрица, DSP – цифровой сигнальный процессор, ADC – аналого-цифровой преобразователь, Mux Demux – мультиплексор демультиплексор, DAC – цифроаналоговый преобразователь, Thermal model – тепловая модель, Feed forward damping... – опережающая компенсация демпфирования и частоты; Demux Filters – фильтры демультиплексора; Gain phase Comp – компенсация фазы коэффициента усиления; p,q,θ,φ estimator – алгоритм оценивания p , q , θ , ϕ ; Control and rate estimator – алгоритм оценивания управления и угловой скорости; Ω estimate – оценка Ω ; Filters Mux – мультиплексор фильтров

Поскольку электронная плата имеет разрешающую способность $10^{-6}/10$ мкрад, то ее влияние пренебрежимо мало, и датчики вносят главный вклад в погрешности устройств съема и актюаторов.

На рис. 3 представлена аппаратная реализация, включающая 3 вибрационных гироскопа, установленные по осям X, Y и Z.

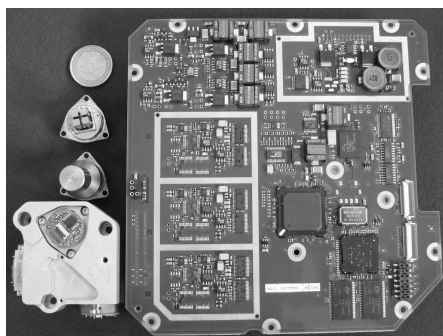


Рис. 3

Результаты экспериментов

Ниже приведены графики (рис. 4) зависимости остаточной погрешности от температуры в режиме принудительной балансировки и новых режимах управления сразу после калибровки и компенсации. Новое управление для тех же резонаторов снижает среднеквадратическую погрешность дрейфа с $48^\circ/\text{ч}$ до $13^\circ/\text{ч}$; среднеквадратическую погрешность масштабного коэффициента с $3200 \cdot 10^{-6}$ до $360 \cdot 10^{-6}$ с полным исключением эффекта гистерезиса.

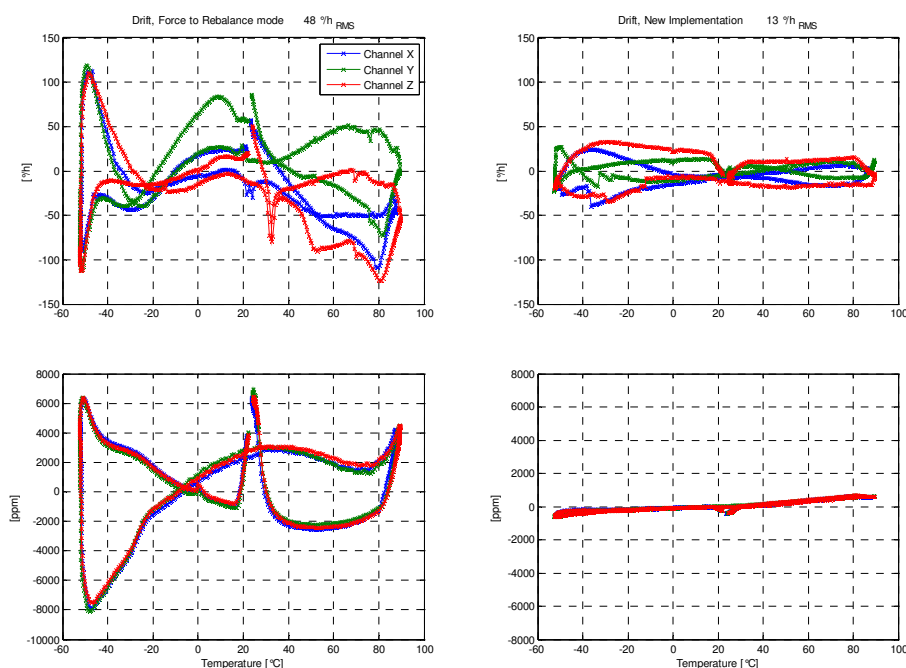


Рис. 4. Дрейф в режиме принудительной балансировки (слева), и дрейф в новом режиме управления (справа)

Кроме того, вследствие изменения со временем анизотропии демпфирования смещение нуля в обычном режиме принудительной балансировки будет расти до $300^\circ/\text{ч}$, а в новом режиме управления – оставаться ниже $30^\circ/\text{ч}$.

На графике вариаций Аллана (рис. 5) показана стабильность смещения нуля для гироскопа QuarasonTM в режиме принудительной балансировки (X FTR, Y FTR, Z FTR). Минимальное значение – около $0,1^\circ/\text{ч}$ за 100 с. Для GVNG с новым режимом управления (X NI, Y NI, Z NI) минимальное значение составляет всего $0,02^\circ/\text{ч}$ за 1000 с.

При использовании нового режима кратковременный шум выше, так как смещение нуля – это переменный сигнал с периодом $2T_c = 2$ с. По этой причине локальные минимумы, наблюдаемые кратно 2 с, совпадают с минимумами в левой части кривых на графике режима принудительной балансировки.

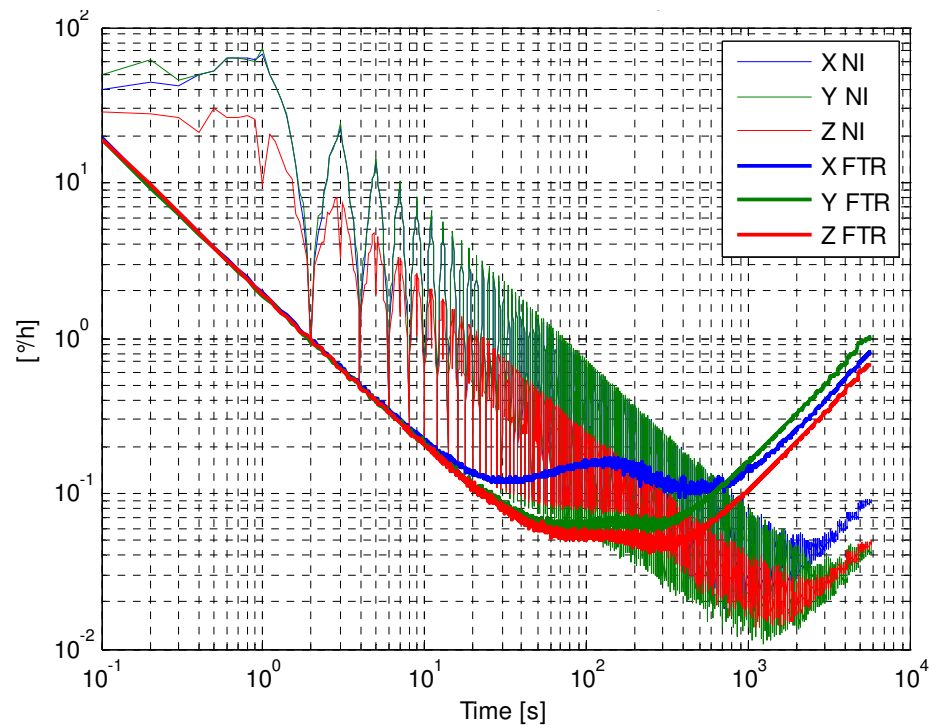


Рис. 5. NI – режим новой управления; FTR – режим принудительной балансировки $\theta = 0^\circ$

Полное решение

Представленная предварительная реализация режима управления обеспечивает повышенную стабильность смещения нуля и масштабного коэффициента, снижая погрешность до уровня нестабильности анизотропии коэффициентов усиления. В результате основная часть дрейфа является переменным сигналом с периодом 2 с. Недостаток заключается в том, что низкочастотный шум на интервале приблизительно от 0,1 до 100 с выше, чем в режиме принудительной балансировки. К счастью, полное использование вышеописанных зависимостей позволяет преодолеть этот недостаток.

Если допустить, что в качестве устройств съема и актюаторов используются одинаковые преобразователи, можно обнаружить, что комплексные матрицы коэффициентов усиления связаны друг с другом, даже если рассогласование коэффициентов усиления или фаз не полностью скомпенсировано

$$B = \frac{A^T}{1 + \Delta_{SF}}. \quad (32)$$

Здесь A и B характеризуются одним вещественным параметром Δ_{SF} и четырьмя комплексными параметрами. Так как частота и демпфирование в Ω требуют использования еще 8 вещественных параметров, полная линейная модель будет включать 17 вещественных параметров.

При указанном диапазоне изменения θ линейная модель оказывается полностью наблюдаемой как минимум в двух случаях:

1) при известных значениях Ω , наблюдение за $\delta\omega$, C_a , C_q и C_p используется в классическом процессе заводской калибровки и компенсации;

2) так как C_p и в меньшей степени C_q чувствительны к Ω (17), они не могут использоваться для оценивания параметров, когда Ω неизвестно. Но при встроенной компенсации в режиме реального времени сочетания модуляции C_r при наблюдении за $\delta\omega$ и C_a , оказывается достаточно для оценивания всех параметров (за исключением Ω , оцениваемого по C_p). Такая компенсация ограничивает изменения характеристик во времени и уменьшает кратковременный шум до того же уровня, что и режим принудительной балансировки.

Выводы

Эксплуатационные качества вибрационных гироскопов ограничены нестабильностью физических параметров. В статье показано, что для случая осесимметричных резонаторов этого ограничения можно избежать за счет применения нового режима управления. В нем используется управление модуляцией, обеспечивающее осреднение, а также оценивание и компенсацию погрешностей в реальном масштабе времени. Погрешности смещения нуля и масштабного коэффициента снижены в 10 раз, при этом другие характеристики не ухудшились. Описанные принципы создают новые перспективы для использования кориолисовых вибрационных гироскопов вне зависимости от технологии изготовления от микромеханических до волновых твердотельных приборов.

Финансирование исследования проводилось в рамках 7-й программы Европейского Союза (FP7/2007-2013) для совместной технологической инициативы «Чистое небо» по соглашению о субсидировании №° CSJU-GAM-SFWA-2008-001.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Léger P.** Quapason. A New Low-Cost Vibrating Gyroscope. Symposium Gyro Technology, Stuttgart, 1996.
2. **Foucault L.** Démonstration physique du mouvement de la Terre au moyen du pendule. C.R. Acad. Sci, Paris, Vol. 32, 135-138, 1851.

3. **Zhuravlev V. F.** Theoretical Foundations of Solid-State Wave Gyroscopes. Bulletin RAN, MTT, 1993.
4. **Egarmin N. E., Yurin V. E.** Introduction to Theory of Vibratory Gyroscopes. Moscow, 1993.
5. **Lynch D.D., Matthews A., Varty G. T.** Transfer of sensor Technology from Oil-Drilling to Space Applications. 5th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems, 1998.
6. **Lynch D.D.** Vibrating Gyro Analysis by the Method of Averaging//2nd Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems.– May, 1995 – pp. 26-34.

Abstract. This paper shows how the equations governing the relations between defects, commands and errors can be used to define a new control mode which combines Force-to-Rebalance and Whole-Angle modes in order to greatly improve performance. The implementation of those principles to the QuapasonTM gyro leads to the GVNG gyro (French acronym for Gyro Vibrant Nouvelle Génération – New Generation Vibrating Gyro), a new digitally controlled Coriolis Vibrating Gyroscope of which experimental results are presented in this paper.

Key words: Control, Gyroscope, CVG, HRG, MEMS