

Л. А. СЕВЕРОВ, С. К. ЗОЛОТАРЕВ, Н. А. ОВЧИННИКОВА,
А. И. ПАНФЕРОВ, В. К. ПОНОМАРЕВ

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ГИРОСКОПОВ
НА ОСНОВЕ
КРЕМНИЕВОЙ ТЕХНОЛОГИИ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

Проанализированы основные информационные характеристики различных типов микромеханических гироскопов, реализуемых по кремниевой технологии. Основное внимание уделяется стабилизации масштабных коэффициентов преобразования, полосе частот пропускания, линейности и погрешностям преобразования.

Ключевые слова: микромеханические гироскопы, микроэлектромеханические системы.

В настоящее время вопросам совершенствования микромеханических гироскопов (ММГ), изготавливаемых по кремниевой технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС), уделяется большое внимание [1—6]. Область использования данного класса гироскопов определяется прежде всего классом точности решаемых задач. Приборы низкой стоимости (до 100 долларов), значения погрешности которых лежат в диапазоне 10—1000 °/ч, находят широкое применение в автомобильной электронике, медицинской технике, робототехнике, в товарах широкого потребления. Имеются прогнозы, что только для этих направлений мировое производство ММГ может достичь ста миллионов в год при общей стоимости 4,5 млрд долларов [7]. В отличие от традиционных типов гироскопов, точность которых повышается на порядок примерно каждое десятилетие, точностные характеристики ММГ улучшаются в 10 раз каждые два года. Предсказывается улучшение точностных характеристик до 0,01 °/ч к 2020 году [2]. Это создает предпосылки к созданию миниатюрных бесплатформенных инерциальных навигационных систем, комплексируемых с радиотехническими глобальными системами позиционирования (GPS, ГЛОНАСС и др.), точность которых будет удовлетворять задачам управления движением широкого класса подвижных объектов. Совершенствование ММГ идет по традиционным для инерциальных чувствительных элементов направлениям:

- повышение точности объемной обработки кремния;
- повышение точности микросборочных операций;
- введение встроенной системы температурной компенсации погрешности;
- поддержание заданного уровня вакуумирования прибора;
- повышение разрешающей способности, диапазона и разрядности выходных преобразователей микроперемещений.

Однако только этих мер может оказаться недостаточно для доведения ММГ до навигационного класса точности. Поэтому в настоящей работе основное внимание уделяется схемотехническим решениям, направленным на:

- обеспечение компромисса между коэффициентом преобразования измеряемой угловой скорости и полосой частот пропускания прибора;
- обеспечение линейности и уменьшение погрешностей коэффициента преобразования для всего диапазона измеряемой угловой скорости;
- стабилизацию информационных характеристик рассматриваемого класса ММГ.

Микромеханические гироскопы с вращательными или поступательными колебаниями чувствительного элемента. В ММГ *LL*-типа взаимодействие первичных линейных колебаний инерционного тела по координате $x(t)$ с измеряемой угловой скоростью $\Omega(t)$ приводит к образованию вторичных линейных колебаний по координате $y(t)$. Аналогично, в ММГ *RR*-типа первичные вращательные колебания ротора вокруг главной оси $\gamma(t)$ при наличии $\Omega(t)$ образуют вторичные угловые колебания ротора вокруг экваториальной оси $\alpha(t)$. Для этих гироскопов амплитуды вторичных колебаний во много раз меньше амплитуд первичных колебаний. Поэтому для установившихся первичных колебаний

$$z_i(t) = z_{i0} \sin vt, \quad z_i = (x, \gamma) \quad (1)$$

динамике контуров вторичных колебаний соответствует уравнение

$$\ddot{z}_2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)\dot{z}_2 + (\nu + \Delta)^2 z_2 = K\Omega(t) \cos vt, \quad z_2 = (y, \alpha), \quad (2)$$

где Δ — частота положительной или отрицательной расстройки частоты контура вторичных колебаний относительно частоты первичных колебаний.

Для ММГ *LL*-типа:

$$K = -2x_0\nu, \quad \nu + \Delta = \sqrt{\frac{c_y}{m}}, \quad \xi = \frac{1}{2Q_2} = \frac{\mu_y}{2} \sqrt{\frac{1}{c_y m}}, \quad (3)$$

где $\nu + \Delta$ — частота собственных демпфированных колебаний контура; c_y, μ_y — коэффициенты жесткости и демпфирования; x_0 — амплитуда первичных колебаний; ξ_2 и Q_2 — коэффициент затухания колебаний и добротность вторичного контура; m — масса тела.

Аналогично для ММГ *RR*-типа:

$$K = -\chi\gamma_0\nu, \quad \chi = \frac{A}{B}, \quad \nu + \Delta = \sqrt{\frac{c_3}{B}}, \quad \xi = \frac{1}{2Q_2} = \frac{\mu_3}{2} \sqrt{\frac{1}{c_3 B}}, \quad (4)$$

где A и B — осевой и экваториальные моменты инерции ротора; c_3 и μ_3 — коэффициенты жесткости и демпфирования в контуре вторичных угловых колебаний.

Как следует из уравнения (2), основные информационные характеристики рассматриваемых гироскопов определяются структурой вторичных колебаний. Для анализа этой структуры положим $\Omega(t) = \Omega_0 \sin \omega t$.

При этом

$$\Omega_M(t) = \Omega(t) \cos vt = \frac{1}{2} \Omega_0 [\sin(\omega - \nu)t + \sin(\omega + \nu)t] = \frac{1}{2} \Omega_0 [-\sin(\nu - \omega)t + \sin(\nu + \omega)t].$$

Таким образом, анализ частотных характеристик вторичного контура, описываемого уравнением (2), в базисах левой $(\nu - \omega)$ и правой $(\omega + \nu)$ боковых полос входного воздействия соответствует анализу частотных характеристик звена с передаточной функцией

$$W_{z_2}^{\Omega_M}(p) = \frac{K}{p^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)p + (\nu + \Delta)^2} \quad (5)$$

при $p = i(\omega + \nu)$ и $p = i(\omega - \nu)$.

Как показано в работе [8], с использованием методики, аналогичной приведенной в [9], частотные характеристики по огибающим вторичных колебаний ММГ, совпадающим по фазе с первичными колебаниями (1) (синфазные частотные характеристики), и сдвинутые по фазе на $\pi/2$ (квадратурные частотные характеристики) определяются выражениями:

$$\bar{W}_c(j\omega) = i \frac{W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega + \nu)] - W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega - \nu)]}{2},$$

$$\bar{W}_k(j\omega) = \frac{W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega + \nu)] + W_{z_2}^{\Omega_M} [i(\omega - \nu)]}{2}. \tag{6}$$

Подстановка (5) в (6) и замена $s = j\omega$ приводит к следующим передаточным функциям, описывающим динамические характеристики ММГ по огибающим синфазной и квадратурной составляющих вторичных колебаний:

$$\bar{W}_c(s) = \frac{\bar{z}_{2c}(s)}{\Omega_0} = K \frac{2\nu [s + \xi_2(\nu + \Delta)]}{[s^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)s + (\nu + \Delta)^2 - \nu^2]^2 + 4\nu^2 [s + \xi_2(\nu + \Delta)]^2},$$

$$\bar{W}_k(s) = \frac{\bar{z}_{2k}(s)}{\Omega_0} = K \frac{[s^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)s + (\nu + \Delta)^2 - \nu^2]^2}{[s^2 + 2\xi_2(\nu + \Delta)s + (\nu + \Delta)^2 - \nu^2]^2 + 4\nu^2 [s + \xi_2(\nu + \Delta)]^2}. \tag{7}$$

На рис. 1 приведены амплитудные частотные характеристики по огибающим вторичных колебаний ММГ RR-типа, численные значения параметров (4) которых составляют $\chi = 1, 9$; $\nu = 3000$ Гц; $\xi_2 = 10^{-3}$; $\gamma_0 = 1^\circ$; $\Delta = 10$ (1), 50 (2), 100 (3) Гц (a — квадратурная составляющая; b — синфазная).

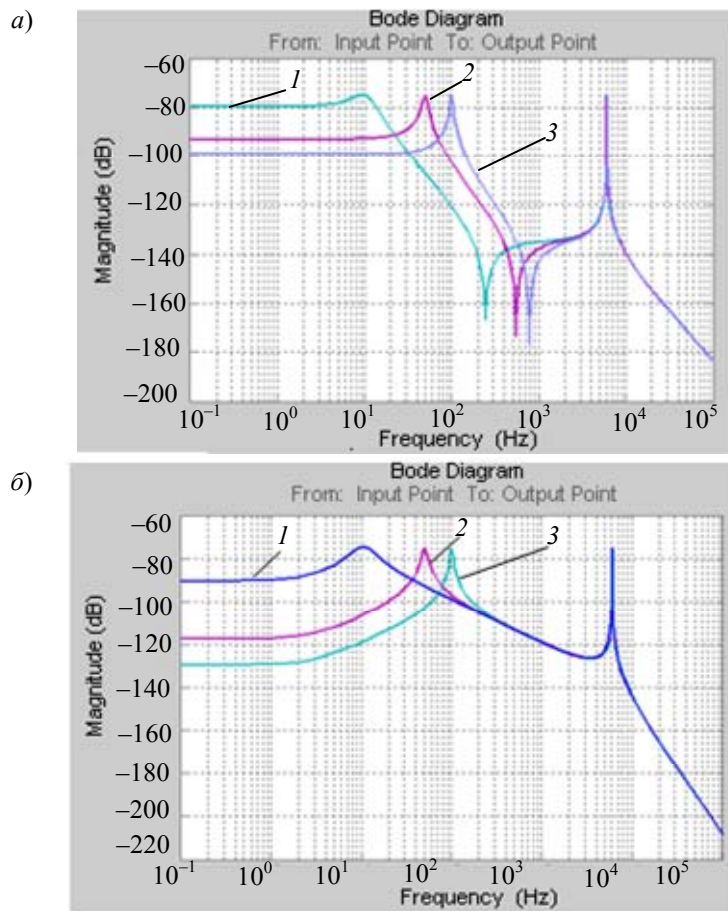


Рис. 1

Из приведенных характеристик следует, что резонансные пики находятся на частотах Δ и 2ν . Частотная характеристика квадратурной составляющей имеет антирезонансный пик на частоте $\sqrt{2\nu\Delta}$.

В низкочастотной области при $\omega \ll 2\nu$, $\omega < \sqrt{2\nu\Delta}$ и $\xi_2 \ll 1$ передаточные функции (7) имеют весьма точную аппроксимацию, удобную для инженерной практики:

$$\begin{aligned}\bar{W}_c(s) &= \frac{\bar{z}_{2c}(s)}{\Omega_0} = \frac{K_c(T_c s + 1)}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1}, \\ \bar{W}_k(s) &= \frac{\bar{z}_{2k}(s)}{\Omega_0} = \frac{K_k}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1},\end{aligned}\quad (8)$$

$$\text{где } T_0^2 = \frac{1}{\xi_2^2 \nu^2 (1 + \lambda^2)}, \quad \xi_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \lambda^2}}, \quad T_c = \frac{1}{\xi_2 \nu}, \quad \lambda = \frac{\Delta}{\xi_2 \nu},$$

$$\text{для ММГ } RR\text{-типа } K_c = \frac{\chi\gamma_0}{4} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{1}{1 + \lambda^2}, \quad K_k = \frac{\chi\gamma_0}{4} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{\lambda}{1 + \lambda^2},$$

$$\text{для ММГ } LL\text{-типа } K_c = \frac{x_0}{2} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{1}{1 + \lambda^2}, \quad K_k = \frac{x_0}{2} \frac{1}{\xi_2 \nu} \frac{\lambda}{1 + \lambda^2}.$$

Полоса частот пропускания гироскопов формируется включенными в схему преобразователями микроперемещений фильтров, подавляющими высокочастотные резонансные пики и шумовые помехи. Так, при двухполосном фильтре, включенном на частоте $\omega_\phi < \Delta$ в рассмотренном примере, основная составляющая выходного сигнала гироскопа будет формироваться квадратурной составляющей вторичных колебаний, превышающей синфазную составляющую в λ раз. Для примера, при $\xi_2 = 10^{-3}$, $\nu = 3000$ Гц, $\Delta = 100$ Гц, $\lambda = 33,3$, а полоса частот пропускания прибора может составлять 30—50 Гц. При отсутствии расстройки Δ вторичных колебаний из передаточных функций (8) следует:

$$\bar{W}_k(s) = 0, \quad \bar{W}_c(s) = \frac{K_c}{T_0 s + 1}, \quad K_c = \frac{\chi\gamma_0}{4}, \quad T_0 = \frac{1}{\xi_2 \nu}.\quad (9)$$

В этом случае выходной сигнал ММГ определяется только синфазной составляющей с максимально возможным коэффициентом преобразования K_c . При этом, однако, ММГ будет обладать плохими динамическими характеристиками, определяемыми апериодическим звеном с большой постоянной времени. Таким образом, определенный компромисс между требуемыми полосой частот пропускания прибора и масштабным коэффициентом преобразования измеряемой угловой скорости обеспечивается формированием выходного сигнала по квадратурной составляющей вторичных колебаний.

Важным требованием, предъявляемым к ММГ, является обеспечение стабильности масштабного коэффициента преобразования. Для приборов со съемом информации по квадратурной составляющей вторичных колебаний ($\lambda_n \gg 1$) относительная погрешность коэффициента преобразования определяется относительными погрешностями основных параметров по соотношению:

$$\delta K_k = \delta\gamma_0 - \frac{2}{1 + \lambda_n^2} \delta\nu - \frac{\lambda_n^2 - 1}{\lambda_n^2 + 1} \delta\Delta - \frac{2}{1 + \lambda_n^2} \delta\xi_2,\quad (10)$$

индексом „н“ отмечены номинальные значения параметров.

Из выражения (10) следует, что основной вклад в формирование погрешности δK_k вносят относительная погрешность амплитуды первичных колебаний $\delta\gamma_0$ (или δx_0) и относительная погрешность частоты расстройки $\delta\Delta$. Снижение этих погрешностей достигается использованием системы стабилизации амплитуды первичных колебаний и системы стабилизации частоты расстройки, включающей встроенный идентификатор этой частоты. Заметим,

что в этом случае стабилизируется и полоса частот пропускания прибора. Для ММГ повышенной чувствительности, когда при $\lambda_H \ll 1$ выходной сигнал формируется по синфазной составляющей вторичных колебаний, получаем:

$$\delta K_c = \delta \gamma_0 - \frac{1 - \lambda_H^2}{1 + \lambda_H^2} \delta v - \frac{2\lambda_H^2}{1 + \lambda_H^2} \delta \Delta - \frac{1 - \lambda_H^2}{1 + \lambda_H^2} \delta \xi_2. \tag{11}$$

Как следует из (11), для стабилизации коэффициента преобразования прибора необходимо стабилизировать амплитуду и частоту первичных колебаний (для ММГ RR-типа — амплитуду кинетического момента $A\gamma_0 v$) и коэффициент затухания вторичных колебаний ξ_2 .

Эффективным направлением стабилизации информационных характеристик рассматриваемых ММГ является реализация в них компенсационного принципа измерения. На рис. 2 приведена структурная схема информационного канала ММГ RR-типа, реализующая этот принцип.

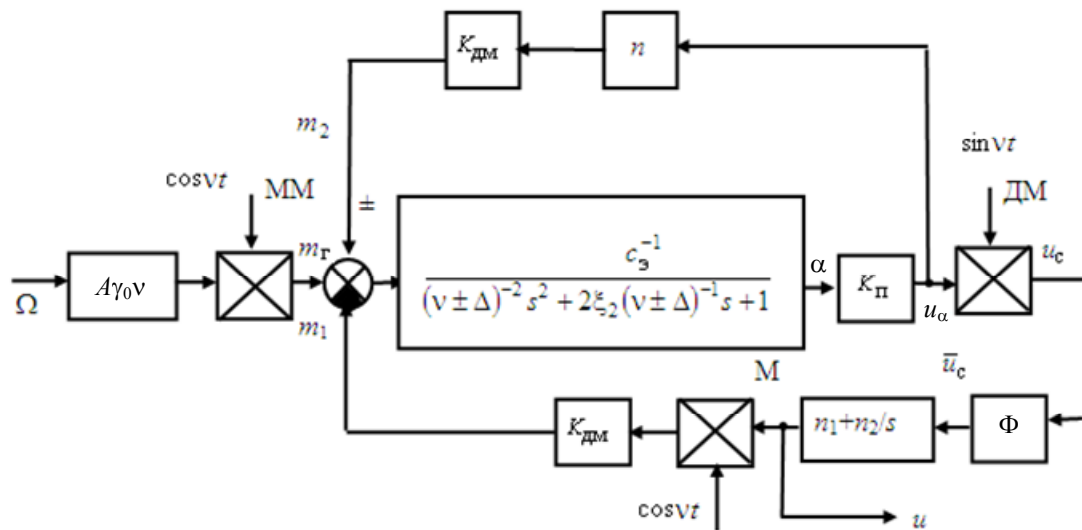


Рис. 2

В этой схеме вводятся два дополнительных контура обратной связи. Верхний контур с положительной или отрицательной жесткой обратной связью обеспечивает резонансную настройку вторичных колебаний, т.е. условие $\Delta = 0$. Нижний контур с отрицательной пропорционально-интегральной обратной связью реализует компенсационный принцип измерения. Положительная обратная связь в верхнем контуре соответствует положительной расстройке Δ , и наоборот. При известных знаке и величине расстройки $\Delta \ll v$ общий коэффициент передачи

$$K = K_n n K_{DM} \cong \frac{2\Delta}{v} c_3,$$

где K_n — коэффициент передачи преобразователя микроперемещений, K_{DM} — линейризованный по отношению к управляющему напряжению коэффициент передачи электростатического датчика момента контура вторичных колебаний, его передаточная функция принимает вид:

$$W_{\alpha}^{m_r}(s) = \frac{c_3'^{-1}}{v^2 s^2 + 2\xi_2' v^{-1} s + 1},$$

где $c_3' = c_3 \left(1 \pm \frac{2\Delta}{v}\right)$, $\xi_2' = \xi_2 \left(1 \mp \frac{\Delta}{v}\right)$.

Введение дополнительной „электростатической жесткости“ подвеса обеспечивает резонансную настройку вторичных колебаний, при которой выходной сигнал ММГ определяется синфазной составляющей (9). Формирование коэффициента K может быть автоматизировано

при наличии встроенного идентификатора расстройки Δ . Перейдя к эквивалентной структурной схеме резонансного ММГ компенсационного типа, описывающей его динамику по огибающей синфазных колебаний, получим следующую основную передаточную функцию:

$$K(s)_u^\Omega = \frac{u(s)}{\Omega(s)} = \frac{K_d (T_{1d}s + 1)}{T_d^2 s^2 + 2\xi_d T_d s + 1}, \quad (12)$$

где u — выходное напряжение прибора,

$$K_d = \frac{A\gamma_0 v}{K_{\text{дм}}} [\text{Вс}], \quad T_d^2 = \frac{4Bv}{K_{\text{дм}} K_2} [\text{с}^2], \quad 2\xi_d T_d = \frac{1}{K_2} \left(K_1 + \frac{4B\xi_2 v^2}{K_{\text{дм}}} \right) [\text{с}], \quad T_{1d} = \frac{K_1}{K_2} [\text{с}],$$

K_1 [В] и K_2 [В/с] — коэффициенты передачи контура компенсации по пропорциональному и интегральному управлению, учитывающие работу демодулятора, фильтра и модулятора. Передаточная функция по огибающей синфазных колебаний при наличии интегрального управления обладает астатизмом первого порядка. ММГ компенсационного типа обладает достаточной полосой частот пропускания, а стабильность его коэффициента преобразования требует только стабилизации амплитуды кинетического момента $A\gamma_0 v$. Возможен вариант компенсации расстройки Δ замыканием верхнего контура (рис. 2) по выделенным сигналам квадратурной и синфазной составляющих вторичных колебаний. В работе [10] при формировании верхнего контура обратной связи используется эффект зависимости фазового сдвига вторичных колебаний по отношению к первичным от величины расстройки Δ .

Для рассматриваемых ММГ RR -типа характерно образование больших погрешностей, обусловленных такими инструментальными факторами, как статическая и динамическая неуравновешенность ротора и перекосы его главной оси. Именно таким образом проявляется воздействие контура первичных колебаний на информационные каналы вторичных колебаний. Наибольший вклад в погрешность вносят составляющие возмущающих моментов на частоте первичных колебаний. Для двумерного ММГ RR -типа с выходными осями OX и OY и осью возбуждения OZ формируются следующие возмущающие моменты:

$$\Delta M_x = (E + mx_0 z_0 + B_x \varepsilon_y) \dot{\gamma}, \quad \Delta M_y = (D + my_0 z_0 - B_y \varepsilon_x) \dot{\gamma}, \quad (13)$$

где m — масса ротора; B_x и B_y — экваториальные моменты инерции ротора; E, D — центробежные моменты инерции ротора; x_0, y_0, z_0 — малые смещения центра подвеса ротора; $\varepsilon_x, \varepsilon_y$ — углы перекоса главной оси чувствительного элемента.

Моменты (13) зависят от углового ускорения первичных колебаний и по отношению к полезным гироскопическим моментам, зависящим от угловой скорости $\dot{\gamma}$, являются квадратурными. По допустимым значениям погрешностей ММГ $\omega_{\text{хд}}, \omega_{\text{уд}}$ для основного варианта формирования выходных сигналов по квадратурным составляющим вторичных колебаний оценим значения рассматриваемых инструментальных факторов

$$y_0 z_0 = \frac{\lambda_y \omega_{\text{хд}} r_{\text{и}}^2}{v}, \quad x_0 z_0 = \frac{\lambda_x \omega_{\text{уд}} r_{\text{и}}^2}{v},$$

$$\frac{D}{A} = \frac{\lambda_y \omega_{\text{хд}}}{v}, \quad \frac{E}{A} = \frac{\lambda_x \omega_{\text{уд}}}{v}, \quad \varepsilon_y = \lambda_y \chi_y \frac{\omega_{\text{хд}}}{v}, \quad \varepsilon_x = \lambda_x \chi_x \frac{\omega_{\text{уд}}}{v}, \quad (14)$$

где $\lambda_x = \frac{\Delta_x}{v\xi_{2x}}, \lambda_y = \frac{\Delta_y}{v\xi_{2y}}, \chi_x = \frac{A}{B_x}, \chi_y = \frac{A}{B_y}, r_{\text{и}} = \sqrt{\frac{A}{m}}$ — радиус инерции ротора. Оценки

(14) применимы и к одномерным ММГ RR -типа.

В двумерном ММГ RR-типа при $\omega_{хд} = \omega_{уд} = 0,1$ или $0,01$ °/с, $\xi_{2x} = \xi_{2y} = 10^{-4}$, $\nu = 3000$ Гц, $\Delta_x = \Delta_y = 50$ Гц допустимые погрешности изготовления чувствительного элемента характеризуются данными, приведенными в таблице.

Допустимые погрешности изготовления чувствительного элемента

| Параметр | $\omega_{хд} = \omega_{уд}, \text{ °/с}$ | |
|--|--|----------------------|
| | 0,1 | 0,01 |
| $\frac{E}{A}, \frac{D}{A}$ | $1,5 \cdot 10^{-5}$ | $1,5 \cdot 10^{-6}$ |
| $x_0 z_0, y_0 z_0, \text{ м}^2$ | $0,15 \cdot 10^{-12}$ | $1,5 \cdot 10^{-14}$ |
| $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \text{ ''}$ | 5,09 | 0,5 |

Приведенный пример показывает достаточно жесткие требования к точности изготовления чувствительного элемента и делает актуальной постановку задачи подавления квадратурных погрешностей.

Микромеханические датчики угловой скорости компенсационного типа на основе кольцевого резонатора. Волновые твердотельные микромеханические гироскопы на основе кольцевых резонаторов успешно реализуются по кремниевой технологии МЭМС [11—14]. В настоящее время на производстве таких гироскопов (ММГ R-типа) специализируется компания Silicon Sensing (Великобритания). При позиционном возбуждении резонатора, когда профиль возбуждающих резонатор радиальных сил жестко привязан к корпусу прибора и соответствует основной эллиптической форме колебаний, такие гироскопы работают в режиме датчика угловой скорости [15, 16]. Покажем, что при форсированном автогенераторном возбуждении резонатора и реализации компенсационного принципа измерения такие датчики обеспечивают измерение угловой скорости в диапазоне ± 500 °/с с временем готовности 0,1—0,3 с, полосой частот пропускания 30—50 Гц и отклонением от линейности не более 0,5 %. При таких характеристиках эти датчики угловой скорости имеют широкий спектр применения.

На рис. 3 представлена функциональная схема датчика угловой скорости компенсационного типа с минимально достаточным числом электродов, окружающих резонатор 9.

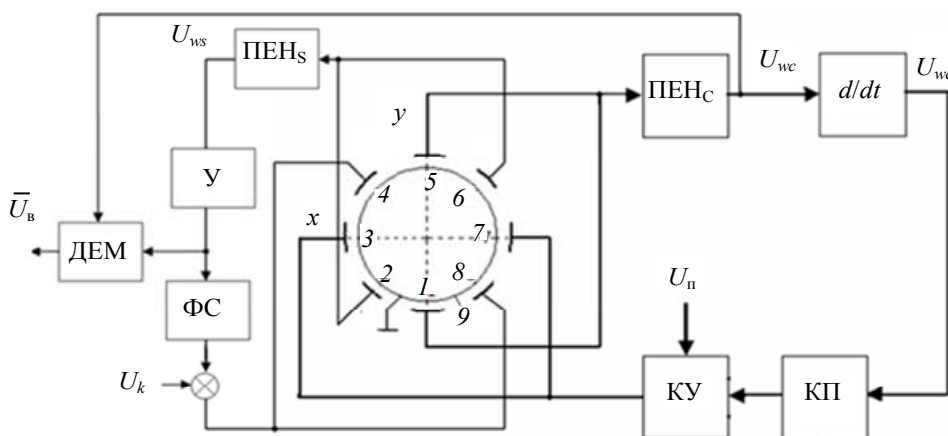


Рис. 3

В отличие от используемой в разработках компании BASE системы возбуждения резонатора с задающим генератором здесь применен автогенераторный принцип возбуждения, основанный на организации в контуре возбуждения положительной обратной связи по знаку скорости относительного перемещения резонатора в зоне расположения электродов 1, 5. Контур возбуждения включает преобразователь емкости—напряжения ПЕНс, дифференци-

рующее звено, компаратор КП, ключевой усилитель КУ и электроды возбуждения 3, 7 [17]. В контуре возбуждения образуется устойчивый автогенераторный цикл. Контур компенсационного измерения включает измерительные электроды 2 и 6, преобразователь емкость—напряжение ПЕН_с, усилитель У, фазосдвигающую схему ФС, электроды 4, 8, создающие компенсирующие усилия. Контур, реализующий компенсационное измерение, замкнут по правилу отрицательной жесткой обратной связи. Фазосдвигающая схема обеспечивает сдвиг фазы $\pi/2$ на частоте несущей. Кроме того, для линеаризации характеристики электростатических датчиков силы напряжение на его электродах формируется в виде суммы внешнего постоянного напряжения $V_{\text{комп}}$ и переменной составляющей, зависящей от перемещений резонатора в зоне измерения. Мерой угловой скорости является напряжение на выходе демодулятора. Для анализа статических и динамических характеристик датчика воспользуемся уравнением в частных производных кольцевого резонатора [15, 18]:

$$\ddot{w}^{\text{II}} - \dot{w} + 4\Omega\dot{w}^{\text{I}} + 2\dot{\Omega}w^{\text{I}} + \xi_1 (\dot{w}^{\text{VI}} + 2\dot{w}^{\text{IV}} + \dot{w}^{\text{II}}) + \chi^2 (w^{\text{VI}} + 2w^{\text{IV}} + w^{\text{II}}) = p_{\text{возб}}(t, \varphi) + p_{\text{комп}}(t, \varphi), \quad (15)$$

где w — радиальные перемещения точек средней линии резонатора, зависящие от угла, Ω — измеряемая угловая скорость, $p_{\text{возб}}$ и $p_{\text{комп}}$ — плотность возбуждающего и компенсирующего воздействия. Входящие в уравнения (15) конструктивные параметры, определяющие упругие и демпфирующие силы при прямоугольном поперечном сечении кольца, вычисляются по формулам

$$\chi^2 = \frac{Eh^2}{12\rho R^4}, \quad \xi_1 = \frac{\xi h^2}{12\rho R^4}, \quad (16)$$

где E , ρ — модуль упругости и плотность материала кольца, R и h — радиус средней линии и толщина кольца, ξ — коэффициент сил вязкого трения в теле кольца. Позиционные электростатические силы возбуждения и компенсации определяются зависимостями

$$p_{\text{возб}}(t, \varphi) = q_{\text{возб}}^{\text{II}}(t, \varphi) = f_0 \cos vt \cos 2\varphi, \\ p_{\text{комп}}(t, \varphi) = q_{\text{комп}}^{\text{II}}(t, \varphi) = f_{\text{комп}} K(n \cos vt - b \sin vt) \sin 2\varphi, \quad (17)$$

где $f_0 = \frac{2\varepsilon_0 V_0^2 \sin 2\beta_0}{\pi d_0^2 \rho h}$, $f_{\text{комп}} = \frac{4\varepsilon_0 V_{\text{комп}} \sin 2\beta_0}{\pi d_0^2 \rho h}$; $q_{\text{возб}}$, $q_{\text{комп}}$ — удельная плотность, V_0 — напряжение возбуждения, $V_{\text{комп}}$ — постоянная составляющая напряжения на электродах компенсации, K [В/м] — коэффициент усиления контура компенсации, n — перемещение резонатора в зоне измерения, $2\beta_0$ — угол охвата электродов, d_0 — зазор между электродами и резонатором, $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ [Ф/м].

При автогенераторном возбуждении резонатора частоты его собственных и вынужденных колебаний совпадают. В этой ситуации, следуя приближенному подходу, общее решение уравнения (15) представим в форме:

$$w(t, \varphi) = [a(t) \cos 2\varphi + b(t) \sin 2\varphi] \cos vt + [m(t) \cos 2\varphi + n(t) \sin 2\varphi] \sin vt. \quad (18)$$

Подставив (17) и (18) в уравнение (15) и разделив формы колебаний, получаем следующую систему уравнений для исследования динамики взаимодействия огибающих четырех форм колебаний ($\Omega = \text{const}$)

$$\left. \begin{aligned} \ddot{a} &= \left(v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) a - 7,2 \xi_1 \dot{a} + 1,6 \Omega \dot{b} - 7,2 \xi_1 v m - 2 v \dot{m} + 1,6 \Omega v n + 0,2 f_0, \\ \ddot{b} &= -1,6 \Omega \dot{a} + \left(v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) b - 7,2 \xi_1 \dot{b} - 1,6 \Omega v m - 7,2 \xi_1 v n - 2 v \dot{n} - 0,2 f_{\text{КОМП}} K n, \\ \ddot{m} &= 7,2 \xi_1 v a + 2 v \dot{a} - 1,6 \Omega v b + \left(v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) m - 7,2 \xi_1 \dot{m} + 1,6 \Omega \dot{n}, \\ \ddot{n} &= 1,6 \Omega v a + 7,2 \xi_1 v b + 2 v \dot{b} - 1,6 \Omega \dot{m} + \left(v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 \right) n - 7,2 \xi_1 \dot{n} + 0,2 f_{\text{КОМП}} K b. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

При автогенераторном возбуждении резонатора $v^2 - \frac{36}{5} \chi^2 = 0$ вместо f_0 примем $f_{\text{возб}} = f_0 \text{sign}(\dot{a} + v m)$. Для режима прямого преобразования, когда $p_{\text{КОМП}} = 0$, на рис. 4, а, б приведены результаты интегрирования системы (19) при следующих параметрах микромеханического датчика $R = 3 \cdot 10^{-3}$ М, $h = 150 \cdot 10^{-6}$ М, $\rho = 2,3 \cdot 10^3$ кг/м², $E = 1,87 \cdot 10^{11}$ Н/м², $D = 10\,000$, $d_0 = 4 \cdot 10^{-6}$ М, $V_{\text{возб}} = V_H = 5$ В, $\Omega = 300$ °/с.

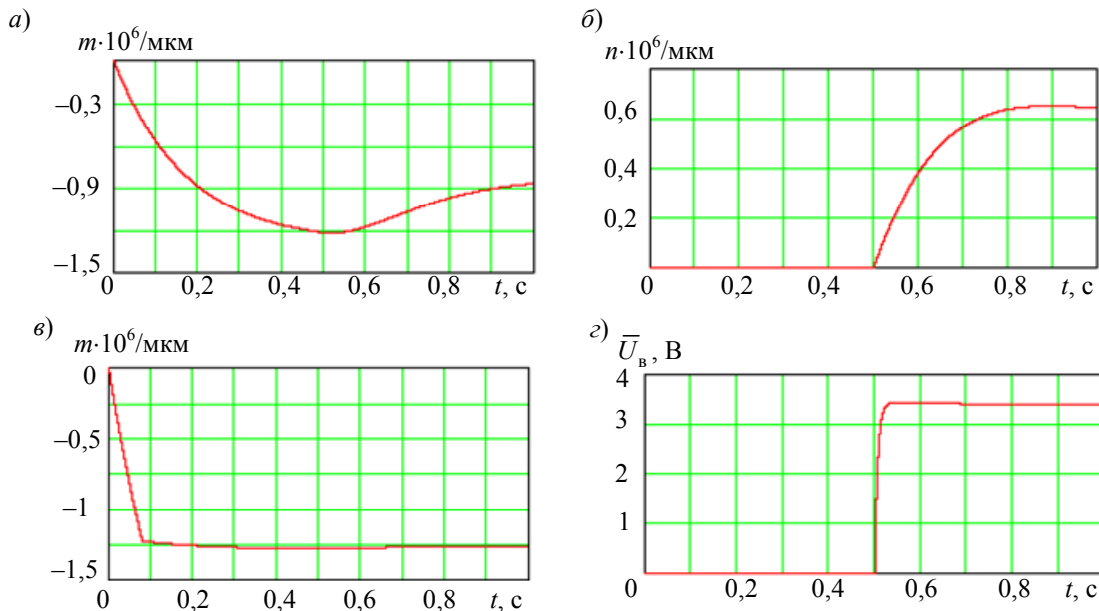


Рис. 4

При интегрировании в системе MathCad процессы возбуждения и измерения разделены во времени с помощью функции

$$\Omega(t) = if(t \geq 0,5, 300 \pi/180, 0).$$

Результаты моделирования показывают, что при высокой добротности резонатора выполняются соотношения

$$|m(t)| \gg |a(t)|, \quad |n(t)| \gg |b(t)|, \quad |\dot{a}(t) + m(t)v| \gg |-a(t)v + \dot{m}(t)|. \quad (20)$$

Кроме того, процессы возбуждения и измерения имеют недопустимо большую длительность ($\approx 0,5$ с), а появление измеряемой угловой скорости вызывает большой угол $\psi(t)$ разворота эллипса колебаний резонатора и уменьшение перемещений резонатора в зоне возбуждения. В установившемся режиме $a_y = b_y = 0$ и

$$\psi_y = 0,5 \arctg \frac{n_y}{m_y} = -0,5 \arctg \frac{2\Omega}{9\xi_1} \cong -18^\circ.$$

При формированном автогенераторном возбуждении

$$V_0(t) = if(t > t_d, V_n, V_\phi),$$

где t_d — время готовности датчика, V_n и V_ϕ — номинальное и форсирующее напряжение. Переходной процесс возбуждения при $V_n=5$ и $V_\phi=8$ В приведен на рис. 4, в, из которого следует что его длительность не превышает $t_d=0,08$ с. При замыкании контура компенсации (17) с $V_{\text{комп}} = 2,5$ В и $K_{\text{комп}}=10^8$ В/м переходной процесс измерения приведен на рис. 4, г. Время процесса измерения составляет 0,02 с, масштабный коэффициент преобразования 11,7 мВ/°/с. Кроме того, в приведенном примере для диапазона измеряемой угловой скорости $\Omega = \pm 300$ °/с нелинейность преобразования не превышает 0,5 %. При бóльших значениях коэффициента жесткой обратной связи коэффициент преобразования вполне точно определяется зависимостью:

$$0,8 \frac{V_n}{V_{\text{комп}}} \cdot \frac{D}{v} [\text{Вс}].$$

Выполнение соотношений (20) позволяет представить решение (18) в форме:

$$w(t, \varphi) = C(t) \cos 2\varphi + S(t) \sin 2\varphi, \quad (21)$$

где $C(t) \cong m(t) \sin vt$, $S(t) \cong n(t) \sin vt$.

Подстановка (21) в (15) и разделение форм колебаний приводит к следующей системе уравнений компенсационного датчика угловой скорости:

$$\begin{aligned} 5\ddot{C}(t) - 8\Omega\dot{S}(t) + 36\xi_1\dot{C}(t) + 36\chi^2 C(t) &= f_0 \text{sign}[\dot{C}(t)], \\ 5\ddot{S}(t) + 8\Omega\dot{C}(t) + 36\xi_1\dot{S}(t) + 36\chi^2 S(t) &= -f_{\text{комп}} K S_1(t), \end{aligned} \quad (22)$$

где при $\varphi = \pi/4$, $S_1(t) = n(t) \cos vt - b(t) \sin vt$. Сдвиг фазы несущей при замене $S(t)$ на $S_1(t)$ в (22) необходим для формирования позиционного компенсирующего воздействия (17).

Обозначения модели (22) использованы при построении функциональной схемы прибора, изображенной на рис. 3. Модель (22) отражает работу датчика на колебаниях резонатора. Применение метода гармонической линеаризации функции $\text{sign}[\dot{C}(t)]$ (при $\Omega = 0$) позволяет из первого уравнения (22) получить вполне точное выражение для установившейся амплитуды колебаний резонатора в зоне возбуждения [17]

$$m_y = \frac{\sqrt{5} f_0}{54 \xi_1 \pi \chi}.$$

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 10-08-00874-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пешехонов В. Г. Гироскопы XXI века // Гироскопия и навигация. 2003. № 4. С. 5—18.
2. Бабур Н., Шмидт Дж. Направления развития инерциальных датчиков // Гироскопия и навигация. 2000. № 1. С. 3—15.
3. Лестев А. М., Попова И. В. Современное состояние теории и практических разработок микромеханических гироскопов // Гироскопия и навигация. 1998. № 3. С. 81—94.
4. Северов Л. А., Пономарев В. К., Панферов А. И., Сорокин А. В., Кучерков С. Г., Лучинин В. В., Корляков А. В. Микромеханические гироскопы: конструкции, характеристики, технологии, пути развития // Изв. вузов. Приборостроение. 1998. Т. 41, № 1—2. С. 57—73.

5. Евстифеев М. И. Состояние разработок и перспективы развития микромеханических гироскопов // Навигация и управление движением. Сб. докл. II науч.-техн. конф. молодых ученых. СПб, 2000. С. 54—71.
6. Расповов В. Я. Микромеханические приборы: Учеб. пособие. Тула: ТулГУ, 2002. 392 с.
7. [Электронный ресурс]: <<http://www.medicom-miass.ru/2084343384>>.
8. Северов Л. А., Пономарев В. К., Панферов А. И., Несенюк Л. П., Кучерков С. Г., Шадрин Ю. В. Информационные характеристики вибрационного микромеханического гироскопа // Гироскопия и навигация. 2003. № 1(40). С.76—82.
9. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1966.
10. Патент РФ № 2319929. Микромеханический гироскоп / Л. А. Северов, В. К. Пономарев, В. И. Панферов, А. С. Ковалев, Ю. В. Шадрин.
11. Ayazi F., Najafi K. High Aspect-ratio Dry-Release Poly-Silicon MEMS Technology for Inertial-Grade Microgyroscopes Position Location and Navigation Symp. San Diego, California, 2000. P. 304—308.
12. Zarabadi S. A Resonating Comb/Ring Angular Rate Sensor, Delphi Delco Electronics Systems, Sensors and Actuators. 1999 (SP-1443).
13. Hopkin I. Performance and Design of Silicon Micromachined Gyro // Symp. Gyro Technology. Germany, 1997. P. 1—10.
14. Fell C. P., Hopkin I., Townsend K., Sturland I. A Second Generation Silicon Ring Gyroscope // Symp. Gyro Technology. Germany, 1999.
15. Журавлев В. Ф., Климов Д. М. Волновой твердотельный гироскоп. М.: Наука, 1985. 126 с.
16. Матвеев В. Л., Липатников В. И., Алехин А. В. Проектирование волнового твердотельного гироскопа. М.: МГТУ, 1998. 168 с.
17. Пономарев В. К., Овчинникова Н. А., Пономарев П. В. Автогенераторное возбуждение кольцевого резонатора // Сб. докл. науч. сессии ГУАП. СПб, 2010. С. 58—61.
18. Северов Л. А. Механика гироскопических систем. М.: МАИ, 1996. 212 с.

Сведения об авторах

- Леонид Анатольевич Северов** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; зав. кафедрой; E-mail: severov@aanet.ru
- Станислав Константинович Золотарев** — ФГУП „НИИ Командных приборов“, Санкт-Петербург; начальник отдела; E-mail: stazolot@yandex.ru
- Наталья Анатольевна Овчинникова** — Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; ассистент; E-mail: reale@mail.ru
- Александр Иванович Панферов** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; E-mail: panferov@aanet.ru
- Валерий Константинович Пономарев** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра аэрокосмических систем ориентации, навигации и стабилизации; E-mail: severov@aanet.ru

Рекомендована ГУАП

Поступила в редакцию
04.04.11 г.