

УДК 62-754.4

**К. В. Шишаков**, кандидат физико-математических наук, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

## ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ТВЕРДОТЕЛЬНОГО ВОЛНОВОГО ГИРОСКОПА

Рассматривается измерительное устройство твердотельного волнового гироскопа из восьми емкостных датчиков на переменном токе. Анализируются возможности исключения малых сигналов из алгоритмов измерительного устройства для повышения помехоустойчивости выходных сигналов.

**Ключевые слова:** твердотельный волновой гироскоп, измерительное устройство, алгоритмы обработки сигналов.

**И**змерительное устройство твердотельного волнового гироскопа (ТВГ) традиционно включает восемь емкостных датчиков, распределенных по кромке полусферического резонатора (рис. 1) [1, 2]. Каждый из них измеряет усредненные по областям площадок локальные значения  $W_i$  деформации кромки резонатора  $W(\theta, t)$ .

Далее функцию  $W(\theta, t)$  раскладывают в ряд Фурье:

$$W(\theta, t) = C_0(t) + \sum_{i=1}^N [C_i(t) \cos i\theta + D_i(t) \sin i\theta];$$

$$C_i(t) = (1/\pi) \int_0^{2\pi} [W(\theta, t) \cos i\theta] d\theta, \quad (1)$$

$$D_i(t) = (1/\pi) \int_0^{2\pi} [W(\theta, t) \sin i\theta] d\theta,$$

где интегралы аппроксимируют суммами по областям датчиков.

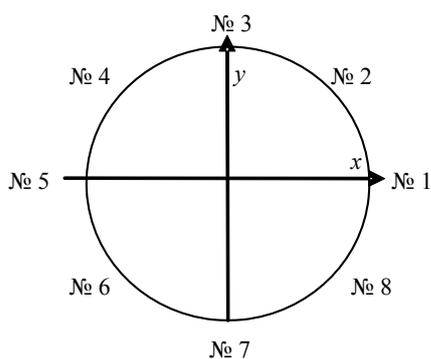


Рис. 1. Распределение емкостных датчиков в измерительном устройстве ТВГ

Ограничимся для простоты случаем локальных измерений (рис. 1):  $W_i = W(\theta_i, t)$ ,  $\theta_i = (i - 1)\pi / 4$ ,  $i = 1, \dots, 8$ . Подставляя  $\theta_i$  в (1), можно записать зависимости  $W_i$  от коэффициентов  $C_i$  и  $D_i$ . Из них находят:

$$4C_2 = (W_1 + W_5) - (W_3 + W_7);$$

$$4D_2 = (W_2 + W_6) - (W_4 + W_8). \quad (2)$$

На основе (2) строятся алгоритмы обработки измерительных сигналов ТВГ. Целью статьи является анализ алгоритмических возможностей повышения помехозащищенности выходных сигналов измерительного устройства ТВГ на переменном токе.

### Уменьшение влияния фазы высокочастотного сигнала переменного тока на алгоритмы обработки измерительных сигналов

Емкость  $C_d$  каждого из датчиков определяется по формуле

$$C_d = \epsilon S_d / d = C_0(d_0 / d),$$

где  $\epsilon = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м (для вакуума);  $S_d$  – площадь электрода;  $d$  – зазор между резонатором и датчиком;  $d_0$  – его начальное значение (при  $W = 0$ );  $C_0 = \epsilon S_d / d_0$  – начальное значение емкости датчика.

Рабочее перемещение  $W \ll d_0$  кромки резонатора наружу приводит к уменьшению зазора:

$$d = d_0 - W = d_0(1 - W / d_0).$$

При этом функция  $W$  описывает собственные колебания резонатора на частоте  $\omega$ . В случае датчика постоянного тока снимается изменение сигнала:

$$S_0(t) = C_d(t) - C_0 = (C_0 / d_0)W(t).$$

Для датчика переменного тока с частотой  $f$  выходной сигнал будет:

$$I = C_d \partial V / \partial t = C_d f V_0 \cos(ft + \varphi);$$

$$S_{out}(t) = I / V_0 = S_f + K W \cos(ft + \varphi),$$

где  $V = V_0 \sin(ft + \varphi)$ ;  $S_f = K_0 \cos(ft + \varphi)$ ;  $K = K_0 / d_0$ ;  $K_0 = C_0 f$ .

В дальнейшем ограничимся в (1) только вторыми угловыми гармониками, а также для простоты примем единичные коэффициенты пропорциональности

между функциями колебаний и выходными сигналами (без учета усиления). Тогда с учетом (2) (нижние индексы «2» для простоты опускаем):

$$\begin{aligned} W(\theta, t) &= C(t)\cos 2\theta + D(t)\sin 2\theta; S_C = C(t) \cos(f t + \varphi); \\ S_D &= D(t)\cos(f t + \varphi); S_C = \{(S_1 + S_5) - (S_3 + S_7)\} / 4K; \\ S_D &= \{(S_2 + S_6) - (S_4 + S_8)\} / 4K, \end{aligned} \quad (3)$$

где для исключения гармоники  $S_f = K_0 \cos(f t + \varphi)$  с частотой переменного тока  $f$  сигналы  $S_i = S_{fi} + K_i \times W_i \cos(f t + \varphi_i)$  должны быть выровнены по фазам и амплитудам:  $\varphi_i = \varphi = \text{const}$ ;  $K_i = K$  ( $i = 1, \dots, 8$ ).

Для сравнения: в случае сигналов датчиков постоянного тока  $S_i = C_0 + (C_0 / d_0)W_i$  выходными сигналами с учетом (2) будут:

$$\begin{aligned} S_C &= C(t) = \{(S_1 + S_5) - (S_3 + S_7)\} / (4C_0 / d_0); \\ S_D &= D(t) = \{(S_2 + S_6) - (S_4 + S_8)\} / (4C_0 / d_0). \end{aligned}$$

Выходные сигналы (3) могут иметь следующие формы представления:

$$\begin{aligned} 2S(t) &= 2S_0(t)\cos(ft + \varphi) = 2A_S \cos(\omega t + \alpha)\cos(ft + \varphi) = \\ &= A_S \{\cos(f_+ t + \varphi_+) + \cos(f_- t + \varphi_-)\} = \quad (4) \\ &= AC_+ \cos(f_+ t) + AS_+ \sin(f_+ t) + AC_- \cos(f_- t) + AS_- \sin(f_- t), \end{aligned}$$

где

$$f_{\pm} \equiv f \pm \omega; \varphi_{\pm} \equiv \varphi \pm \alpha;$$

$$AC_{\pm} \equiv AS(t)\cos(\varphi_{\pm}), AS_{\pm} \equiv -AS(t)\sin(\varphi_{\pm});$$

$$A_S^2 = AC_{\pm}^2 + AS_{\pm}^2; \alpha = (\varphi_+ - \varphi_-) / 2, \varphi = (\varphi_+ + \varphi_-) / 2.$$

Входящие в (4) коэффициенты находят по формулам (например, с помощью применения преобразования Фурье к оцифрованному сигналу  $S(t)$ ):

$$AC_{\pm} \approx (4 / T) \int_0^T [S(t) \cos(f_{\pm} t)] dt;$$

$$AS_{\pm} \approx (4 / T) \int_0^T [S(t) \sin(f_{\pm} t)] dt.$$

При вычислении амплитуды сигнала для уменьшения погрешностей обычно выбирают средневзвешенное значение:

$$A_S^2 = (AC_+^2 + AS_+^2 + AC_-^2 + AS_-^2) / 2.$$

При нахождении фаз  $\alpha$  и  $\varphi$  удобно использовать соотношения:

$$AC_+ - AC_- = A_S(\cos\varphi_+ - \cos\varphi_-) = -2A_S \sin\varphi \sin\alpha;$$

$$AS_+ + AS_- = -A_S(\sin\varphi_+ + \sin\varphi_-) = -2A_S \sin\varphi \cos\alpha;$$

$$AC_+ + AC_- = A_S(\cos\varphi_+ + \cos\varphi_-) = 2A_S \cos\varphi \cos\alpha; \quad (5)$$

$$AS_+ - AS_- = -A_S(\sin\varphi_+ - \sin\varphi_-) = -2A_S \cos\varphi \sin\alpha.$$

Уменьшение влияния фазы высокочастотного сигнала переменного тока на алгоритмы обработки измерительных сигналов связано с исключением малых величин, ухудшающих отношения «сигнал / шум». Для этого вычисление фаз рекомендуется проводить с перестройкой алгоритма:

при  $\sin^2\varphi > \cos^2\varphi$  ( $\varphi \neq 0$ )

$$\text{tg}\alpha = (AC_+ - AC_-) / (AS_+ + AS_-);$$

при  $\cos^2\varphi > \sin^2\varphi$  ( $\varphi \rightarrow 0$ )

$$\text{tg}\alpha = -(AS_+ - AS_-) / (AC_+ + AC_-); \quad (6)$$

при  $\sin^2\alpha > \cos^2\alpha$  ( $\alpha \neq 0$ )

$$\text{tg}\varphi = (AC_+ - AC_-) / (AS_+ - AS_-);$$

при  $\cos^2\alpha > \sin^2\alpha$  ( $\alpha \rightarrow 0$ )

$$\text{tg}\varphi = -(AS_+ + AS_-) / (AC_+ + AC_-).$$

Здесь потребуется дополнительно рассчитывать:

$$\sin^2\varphi = [(AC_+ - AC_-)^2 + (AS_+ + AS_-)^2] / (4A_S^2);$$

$$\cos^2\varphi = [(AC_+ + AC_-)^2 + (AS_+ - AS_-)^2] / (4A_S^2);$$

$$\sin^2\alpha = [(AC_+ - AC_-)^2 + (AS_+ - AS_-)^2] / (4A_S^2);$$

$$\cos^2\alpha = [(AC_+ + AC_-)^2 + (AS_+ + AS_-)^2] / (4A_S^2).$$

Из их сравнения получаем более простые условия переключений в (6):

$$\sin^2\varphi > \cos^2\varphi \Leftrightarrow AC_+ AC_- < AS_+ AS_-;$$

$$\cos^2\varphi > \sin^2\varphi \Leftrightarrow AC_+ AC_- > AS_+ AS_-;$$

$$\sin^2\alpha > \cos^2\alpha \Leftrightarrow -AC_+ AC_- > AS_+ AS_-;$$

$$\cos^2\alpha > \sin^2\alpha \Leftrightarrow -AC_+ AC_- < AS_+ AS_-.$$

Заметим, что в схеме измерительного устройства может быть предусмотрено дополнительное выравнивание фаз сигналов от разных емкостных датчиков путем активного удержания  $\varphi \approx 0$  (через обратные связи по  $\text{tg}\varphi$  из (6)). При этом будем иметь:

$$\pm \text{tg}\alpha = -AS_{\pm} / AC_{\pm}.$$

#### Базовый алгоритм обработки измерительных сигналов

Соотношения (3) определяют проекции волнового процесса на оси измерительного устройства. Сам волновой процесс результируется в виде рабочей стоячей волны с угловым направлением  $\theta_A$  и функцией колебаний  $A(t)$ . Кроме нее, из-за остаточной малой разнофазности резонансных мод, имеет место малая квадратурная волна с функцией колебаний  $B(t)$ . Она ортогональна во времени и в пространстве рабочей стоячей волне [3]:

$$A(t) = a_A(t)\cos(\alpha + \omega t), B(t) = \pm a_B(t) \sin(\alpha + \omega t)$$

и является источником дрейфа сигнала ТВГ [4].

Связь волновых процессов в неподвижных осях измерительного устройства и в подвижных осях рабочей стоячей волны определяется из формул:

$$W(\theta, t) = C(t)\cos 2\theta + D(t)\sin 2\theta =$$

$$= A(t)\cos 2(\theta - \theta_A) + B(t)\sin 2(\theta - \theta_A);$$

$$C(t) = A(t) \cos 2\theta_A - B(t)\sin 2\theta_A; \quad (7)$$

$$D(t) = A(t)\sin 2\theta_A + B(t)\cos 2\theta_A;$$

$$\begin{aligned} A(t) &= C(t)\cos 2\theta_A + D(t)\sin 2\theta_A; \\ B(t) &= -C(t)\sin 2\theta_A + D(t)\cos 2\theta_A; \\ C^2 + D^2 &= A^2 + B^2; \end{aligned} \quad (7)$$

$$S_C = C(t)\cos(ft + \varphi); \quad S_D = D(t)\cos(ft + \varphi).$$

Для формулировки базового алгоритма обработки измерительных сигналов в соответствии с (4)–(6) запишем:

$$\begin{aligned} 2S_C(t) &= a_C\{\cos(f_+t + \varphi_{C+}) + \cos(f_-t + \varphi_{C-})\} = \\ &= AC_{C+}\cos(f_+t) + AS_{C+}\sin(f_+t) + \\ &+ AC_{C-}\cos(f_-t) + AS_{C-}\sin(f_-t); \\ 2S_D(t) &= a_D\{\cos(f_+t + \varphi_{D+}) + \cos(f_-t + \varphi_{D-})\} = \\ &= AC_{D+}\cos(f_+t) + AS_{D+}\sin(f_+t) + \\ &+ AC_{D-}\cos(f_-t) + AS_{D-}\sin(f_-t), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} AC_{C\pm} &\equiv a_C\cos(\varphi_{C\pm}); \quad AS_{C\pm} \equiv -a_C\sin(\varphi_{C\pm}); \quad \varphi_{C\pm} \equiv \varphi \pm \psi_C; \\ AC_{D\pm} &\equiv a_D\cos(\varphi_{D\pm}); \quad AS_{D\pm} \equiv -a_D\sin(\varphi_{D\pm}); \quad \varphi_{D\pm} \equiv \varphi \pm \psi_D. \end{aligned}$$

В измерительном устройстве сначала вычисляются:

$$\begin{aligned} AC_{C\pm} &\approx 4 < S_C(t) \cos(f_{\pm}t) >; \\ AS_{C\pm} &\approx 4 < S_C(t) \sin(f_{\pm}t) >; \\ AC_{D\pm} &\approx 4 < S_D(t) \cos(f_{\pm}t) >; \\ AS_{D\pm} &\approx 4 < S_D(t) \sin(f_{\pm}t) >, \end{aligned} \quad (8)$$

где угловые скобки  $\langle \rangle$  обозначают временное усреднение с помощью интеграторов (или низкочастотной фильтрации).

Далее находятся соответствующие амплитуды и фазы сигналов:

$$\begin{aligned} 2a_C^2 &= AC_{C+}^2 + AS_{C+}^2 + AC_{C-}^2 + AS_{C-}^2; \\ 2a_D^2 &= AC_{D+}^2 + AS_{D+}^2 + AC_{D-}^2 + AS_{D-}^2; \\ \operatorname{tg}\varphi &= (AC_{C+} - AC_{C-}) / (AS_{C+} - AS_{C-}) = \\ &= (AC_{D+} - AC_{D-}) / (AS_{D+} - AS_{D-}); \\ \operatorname{tg}\psi_C &= (AC_{C+} - AC_{C-}) / (AS_{C+} + AS_{C-}); \\ \operatorname{tg}\psi_D &= (AC_{D+} - AC_{D-}) / (AS_{D+} + AS_{D-}). \end{aligned} \quad (9)$$

Наиболее простой и понятный алгоритм получения выходных сигналов, часто используемый на практике, отражают зависимости:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}2\theta_A &\approx a_D / a_C; \quad a_A \approx \sqrt{a_C^2 + a_D^2}; \\ a_B &\approx [a_D a_C |\psi_C - \psi_D|] / a_A. \end{aligned} \quad (10)$$

Третья формула подтверждает известный факт, что при отсутствии разнофазности квадратурная волна появляться не должна. Первые две формулы получаются из (7) при  $B \rightarrow 0$ :  $a_C \approx a_A \cos 2\theta_A$ ,  $a_D \approx a_A \sin 2\theta_A$ . Подставляя их в третью формулу (10), будем иметь  $a_B \approx 0,5 a_A \sin 4\theta_A |\psi_C - \psi_D|$ . Видно, что такой алгоритм ухудшает свою обусловленность при

измерении квадратурной волны  $a_B$  вблизи  $\sin 4\theta_A \rightarrow 0$ . Это случаи, когда рабочая стоячая волна приближается к угловому направлению одной из двух четверок датчиков (с номерами 1-3-5-7 или 2-4-6-8; см. (2) и рис. 1). При этом ортогональная ей квадратурная волна будет располагаться в угловом направлении другой четверки датчиков. При этом фазовое рассогласование сигналов с двух четверок датчиков  $|\psi_C - \psi_D|$  возрастает с малых значений до  $\pi/2$  при одновременном уменьшении произведения  $a_D a_C$ . Это может уменьшать помехозащищенность алгоритма (10), создавая локальные неточности для  $a_B$ . Кроме этого величину фазового рассогласования некорректно рассматривать как меру подавления квадратурной волны вдоль всей угловой координаты.

#### Повышение точности базового алгоритма измерения квадратурной волны через разность фаз

Для этого учтем малый вклад квадратурной волны  $B \neq 0$ . Подставляя  $A = a_C \cos \tau$ ,  $B = \tilde{a}_B \sin \tau$  в (7), запишем:

$$\begin{aligned} C &= a_C \cos(\tau + \varphi_C) = a_A \cos \tau \cos 2\theta_A - \tilde{a}_B \sin \tau \sin 2\theta_A; \\ D &= a_D \cos(\tau + \varphi_D) = a_A \cos \tau \sin 2\theta_A + \tilde{a}_B \sin \tau \cos 2\theta_A, \end{aligned} \quad (11)$$

где  $\tau \equiv \omega t + \alpha$ ,  $\tilde{a}_B \equiv \pm a_B$ ,  $\psi_C \equiv \alpha + \varphi_C$ ,  $\psi_D \equiv \alpha + \varphi_D$ .

В идеальном случае при  $a_B = 0$  получаем первые две формулы (10):

$$\begin{aligned} \varphi_C = \varphi_D = 0; \quad a_C &= a_A \cos 2\theta_A; \quad a_D = a_A \sin 2\theta_A; \\ a_A^2 &= a_C^2 + a_D^2; \quad \operatorname{tg} 2\theta_A = a_D / a_C. \end{aligned}$$

В реальных случаях при  $a_B \neq 0$ ,  $a_B < a_A$  на основе (11) будем иметь:

$$\begin{aligned} a_C \cos \varphi_C &= a_A \cos 2\theta_A, \quad a_D \cos \varphi_D = a_A \sin 2\theta_A; \\ a_C \sin \varphi_C &= \tilde{a}_B \sin 2\theta_A, \quad a_D \sin \varphi_D = -\tilde{a}_B \cos 2\theta_A \Rightarrow \\ \Rightarrow a_D a_C \sin(\varphi_C - \varphi_D) &= a_A \tilde{a}_B; \quad a_C^2 + a_D^2 = a_A^2 + a_B^2; \\ 2a_D a_C \cos(\varphi_C - \varphi_D) &= (a_A^2 - a_B^2) \sin 4\theta_A; \\ a_C^2 - a_D^2 &= (a_A^2 - a_B^2) \cos 4\theta_A. \end{aligned} \quad (12)$$

Отсюда вытекает следующий алгоритм, уточняющий (10):

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} 4\theta_A &= 2a_D a_C \cos(\varphi_C - \varphi_D) / (a_C^2 - a_D^2); \\ a_A + \tilde{a}_B &= E, \quad a_A - \tilde{a}_B = F \Rightarrow \\ \Rightarrow a_A &= (E + F) / 2, \quad \tilde{a}_B = (E - F) / 2, \end{aligned} \quad (13)$$

где  $E^2 \equiv a_C^2 + a_D^2 + 2a_D a_C \sin(\varphi_C - \varphi_D)$ ;  $F^2 \equiv a_C^2 + a_D^2 - 2a_D a_C \sin(\varphi_C - \varphi_D)$ .

На практике для нахождения  $a_B$  удобнее использовать из (12) формулу

$$\begin{aligned} \tilde{a}_B &= [a_D a_C \sin(\varphi_C - \varphi_D)] / a_A = \\ &= [a_D a_C \sin(\psi_C - \psi_D)] / a_A. \end{aligned} \quad (14)$$

Все вычисления в (13), (14) могут быть проведены с использованием (9). Для случая (14) их можно упростить. Используя (5), (8), запишем:

$$\begin{aligned} \sin(\psi_C - \psi_D) &= \sin\psi_C \cos\psi_D - \cos\psi_C \sin\psi_D; \\ 4a_C a_D \sin^2 \varphi \sin(\psi_C - \psi_D) &= \\ &= (AC_{C+} - AC_{C-})(AS_{D+} + AS_{D-}) - \\ &- (AS_{C+} + AS_{C-})(AC_{D+} - AC_{D-}); \\ 4a_C a_D \cos^2 \varphi \sin(\psi_C - \psi_D) &= \\ &= -(AS_{C+} - AS_{C-})(AC_{D+} + AC_{D-}) + \\ &+ (AC_{C+} + AC_{C-})(AS_{D+} - AS_{D-}). \end{aligned}$$

Отсюда и из соотношений (9), (12), (14) получим для очень малой квадратурной волны ( $a_B \ll a_A$ ) следующий, наиболее удобный алгоритм обработки измерительных сигналов, использующий (8):

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} 2\theta_A &\approx a_D / a_C; \\ a_C^2 &= [AC_{C+}^2 + AS_{C+}^2 + AC_{C-}^2 + AS_{C-}^2] / 2; \\ a_D^2 &= [AC_{D+}^2 + AS_{D+}^2 + AC_{D-}^2 + AS_{D-}^2] / 2; \\ a_A &\approx \sqrt{a_C^2 + a_D^2}; \\ \tilde{a}_B &= [AC_{C+}AS_{D+} - AC_{C-}AS_{D-} - \\ &- AS_{C+}AC_{D+} + AS_{C-}AC_{D-}] / a_A. \end{aligned} \quad (15)$$

#### Использование следящей системы координат для обработки измерительных сигналов

Это альтернативный формализм получения и интерпретации ранее выписанных результатов. Такую систему координат определим заранее рассчитанным (на предыдущем временном шаге) углом рабочей стоячей волны  $\theta_A(t)$ , поворачивая на него оси сигналов  $S_C, S_D$ :

$$\begin{aligned} S_{AC} &= S_C \cos 2\theta_A + S_D \sin 2\theta_A = \\ &= (C \cos 2\theta_A + D \sin 2\theta_A) \cos(ft + \varphi) = A \cos(ft + \varphi); \\ A(t) &= a_A(t) \cos(\alpha + \omega t); \\ S_{AD} &= -S_C \sin 2\theta_A + S_D \cos 2\theta_A = \\ &= (-C \sin 2\theta_A + D \cos 2\theta_A) \cos(ft + \varphi) = B \cos(ft + \varphi); \\ B(t) &= \pm a_B(t) \sin(\alpha + \omega t) = \pm a_B(t) \cos(\omega t + \beta); \\ \beta &= \alpha \pm \pi/2. \end{aligned} \quad (16)$$

При этом сигнал  $S_{AC}$  может быть использован для управления рабочей стоячей волной  $A$ , а сигнал  $S_{AD}$  — для управления квадратурной волной  $B$ .

По аналогии с (4), (6) для сигналов  $S_{AC}, S_{AD}$  с использованием (8):

$$\begin{aligned} AC_{AC\pm} &\approx 4 \langle S_{AC}(t) \cos(f_{\pm} t) \rangle = AC_{C\pm} \cos 2\theta_A + AC_{D\pm} \sin 2\theta_A; \\ AS_{AC\pm} &\approx 4 \langle S_{AC}(t) \sin(f_{\pm} t) \rangle = AS_{C\pm} \cos 2\theta_A + AS_{D\pm} \sin 2\theta_A; \\ AC_{AD\pm} &\approx 4 \langle S_{AD}(t) \cos(f_{\pm} t) \rangle = \\ &= -AC_{C\pm} \sin 2\theta_A + AC_{D\pm} \cos 2\theta_A; \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} AS_{AD\pm} &\approx 4 \langle S_{AD}(t) \sin(f_{\pm} t) \rangle = -AS_{C\pm} \sin 2\theta_A + AS_{D\pm} \cos 2\theta_A. \\ a_A^2 &= (AC_{AC+}^2 + AS_{AC+}^2 + AC_{AC-}^2 + AS_{AC-}^2) / 2; \\ \operatorname{tg} \alpha &= (AC_{AC+} - AC_{AC-}) / (AS_{AC+} + AS_{AC-}); \\ a_B^2 &= (AC_{AD+}^2 + AS_{AD+}^2 + AC_{AD-}^2 + AS_{AD-}^2) / 2; \\ \operatorname{tg} \beta &= (AC_{AD+} - AC_{AD-}) / (AS_{AD+} + AS_{AD-}), \end{aligned} \quad (18)$$

где для малой квадратурной волны ( $a_B \ll a_A$ ) из (15):

$$\begin{aligned} a_C^2 &= [AC_{C+}^2 + AS_{C+}^2 + AC_{C-}^2 + AS_{C-}^2] / 2; \\ \cos 2\theta_A &\approx a_C / a_A; \\ a_D^2 &= [AC_{D+}^2 + AS_{D+}^2 + AC_{D-}^2 + AS_{D-}^2] / 2; \\ \sin 2\theta_A &\approx a_D / a_A. \end{aligned} \quad (19)$$

Угол  $\theta_A$  также можно вычислять из (12):

$$\cos 4\theta_A = (a_C^2 - a_D^2) / (a_A^2 - a_B^2).$$

Алгоритм (17)–(19) является альтернативой (15). Эти два алгоритма отличаются не только конечной формой представления, но и разными промежуточно рассчитываемыми функциями (используемыми для контроля).

Таким образом, предлагаемые варианты улучшения базового алгоритма (10) обработки выходных сигналов измерительного устройства ТВГ на переменном токе позволяют уменьшить влияние малых сигналов в вычислительных операциях, улучшить обусловленность и точность алгоритмов, что призвано повысить помехозащищенность полезных выходных сигналов.

#### Библиографические ссылки

1. Журавлев В. Ф., Климов Д. В. Волновой твердотельный гироскоп. — М.: Наука, 1985. — 125 с.
2. Матвеев В. А., Литатников В. И., Алехин А. В. Проектирование волнового твердотельного гироскопа. — М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1997. — 168 с.
3. Шишаков К. В. Модели объекта управления для системы поддержания стоячей волны в твердотельном волновом гироскопе // Вестник ИжГТУ. — 2010. — № 3(47). — С. 144–147.
4. Шишаков К. В. Анализ систематического дрейфа стоячей волны в твердотельном волновом гироскопе // Вестник ИжГТУ. — 2010. — № 4(48).

K. V. Shishakov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

#### Interference Immunity Increasing of Signal Processing Algorithm in Solid-State Wave Gyro

Solid-state wave gyro measurement equipment consisting of eight capacitance sensors, is considered. Signal forming algorithms for the gyro control system are presented.

**Key words:** solid-state wave gyro, measurement equipment, signal processing algorithms.