

УДК 531.715 : 621.3.049.77

ОПРЕДЕЛЕНИЕ И КОРРЕКЦИЯ ОШИБОК В СИГНАЛАХ КВАДРАТУРНЫХ ДЕТЕКТОРОВ ЛАЗЕРНЫХ ИНТЕРФЕРОМЕТРОВ

© Ф. А. Журавель, А. И. Скурлатов, А. М. Щербаченко

*Институт автоматизации и электрометрии,
630090, г. Новосибирск, просп. Академика Коптюга, 1
E-mail: sham@iae.nsk.su*

Погрешности лазерных интерферометров, использующих квадратурные детекторы, зависят не только от самих интерферометров, но и от электронных систем обработки квадратурных сигналов. Существует три источника ошибок сигналов квадратурных детекторов: неравенство амплитуд квадратурных сигналов, сдвиг по фазе этих сигналов (не равен 90°) и смещение нуля в каждом из сигналов, которые влияют на погрешность измерения перемещений. Рассматривается простой способ определения и коррекции этих ошибок, использующий экспериментальные данные о сигналах, полученных с помощью аналого-цифровых преобразователей. Предложенный способ применим к любому интерферометру с синусоидальными квадратурными выходами.

Ключевые слова: гетеродинный лазерный интерферометр, акустооптический модулятор лазерного излучения, квадратурная дискретизация, подвижный элемент MEMS.

DOI: 10.15372/AUT20190306

Введение. В ряде физико-технических экспериментов возникает необходимость в одновременном измерении малых вибраций с амплитудой колебания менее одной длины волны света и абсолютного смещения исследуемого объекта с разрешением по перемещению менее 1 нм. К таким объектам относятся подвижные элементы (ПЭ) микроэлектромеханических систем (MEMS). В настоящее время для измерения наноперемещений объектов используются различные типы лазерных интерферометров. Среди них можно отметить интерферометры, построенные на основе одночастотного лазера [1–4], двухчастотного лазера [5] или одночастотного лазера с акустооптическим модулятором лазерного излучения [6–8].

Погрешности лазерных измерителей перемещений подвижных элементов MEMS зависят как от выбранной оптико-электронной схемы интерферометра, так и от детекторных схем обработки интерференционного сигнала.

Что касается последних, то чаще всего используются схемы квадратурных детекторов [9], в которых сигналы, подлежащие обработке, должны иметь одинаковую амплитуду, не иметь постоянной составляющей и быть сдвинуты по фазе на 90° .

Цель данной работы — рассмотреть алгоритмы выявления ошибок в оцифрованных значениях сигналов квадратурных детекторов, полученных на основе экспериментальных данных, их измерение с помощью АЦП и последующей корректировки значений.

Квадратурная дискретизация сигналов гетеродинного интерферометра. Основа метода гетеродинной интерферометрии заключается в фотоэлектрическом детектировании поля интерференции двух когерентных световых волн — опорной и измерительной — с различными оптическими частотами. В результате фотосмещения волн и последующего избирательного электронного усиления формируется выходной сигнал. Потoki измерительной и опорной световых волн представлены выражениями

$$E_c(t) = E_c e^{-j(2\pi\nu t + 4\pi L/\lambda + \varphi_1)}, \quad (1)$$

$$E_{\text{оп}}(t) = E_{\text{оп}} e^{-j(2\pi(\nu+f_{\Gamma})t+\varphi_2)}, \quad (2)$$

где E_c и $E_{\text{оп}}$ — амплитуды сигнальной и опорной волн соответственно; f_{Γ} — частота генератора, возбуждающего акустооптическую ячейку; φ_1 и φ_2 — фазы лучей, соответствующие постоянным частям их оптических путей; L — амплитуда перемещения, ν — частота излучения лазера.

В результате фотосмещения этих волн на выходе фотоприёмника формируется сигнал $I_{\Phi}(t)$, который содержит постоянную и переменную составляющие:

$$I_{\Phi}(t) = I_c + I_{\text{оп}} + 2(I_c I_{\text{оп}})^{1/2} \cos(\Omega t - \varphi(t) + \Delta\varphi), \quad (3)$$

где $I_c = \beta E_c^2$ и $I_{\text{оп}} = \beta E_{\text{оп}}^2$ — постоянные составляющие, β — чувствительность фотоприёмника; Ω — несущая частота электрического сигнала; $\varphi(t) = 4\pi L/\lambda$; $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ — постоянная фаза; t — время. Сигнал $I_{\Phi}(t)$ поступает на вход резонансного усилителя. Постоянные составляющие электрического сигнала I_c и $I_{\text{оп}}$ исключаются резонансным усилителем, а переменная составляющая $X(t) = A \cos(\Omega t + \varphi(t) + \Delta\varphi)$ поступает на вход двухканальной аналоговой электронной системы квадратурной дискретизации этого сигнала [9].

Функциональная схема квадратурной дискретизации измерительного сигнала $X(t)$ изображена на рис. 1.

Сигнал $X(t)$ с фотоприёмника интерферометра поступает на вход усилителя 5 и далее на умножители 3 и 4. Квадратурные сигналы блока 2 подаются на вторые входы. Блок формирования квадратурных сигналов опорной частоты 2 подключён к генератору 1, который питает акустооптическую ячейку. С выходов этих умножителей сигналы проходят через фильтры низких частот 6, 7 с полосой пропускания 50 кГц.

На выходе умножителей 3, 4 первого и второго каналов измерения соответственно имеем:

$$X(t) \cos(\Omega t) = A(t) \cos(\Omega t + \varphi(t)) \cdot \cos(\Omega t) = A(t)[\cos(\varphi(t)) + \cos(2\Omega t + \varphi(t))]/2, \quad (4)$$

$$X(t) \sin(\Omega t) = A(t) \cos(\Omega t + \varphi(t)) \cdot \sin(\Omega t) = A(t)[\sin(\varphi(t)) + \sin(2\Omega t + \varphi(t))]/2. \quad (5)$$

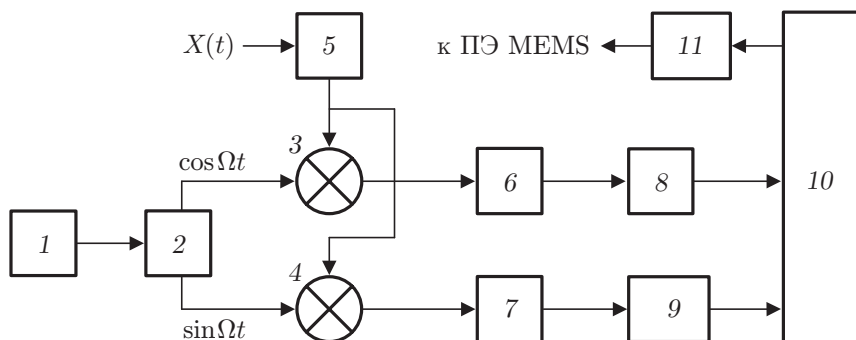


Рис. 1. Функциональная схема формирования квадратурных составляющих сигнала: 1 — генератор опорной (несущей) частоты 80 МГц; 2 — блок формирования квадратурных сигналов опорной частоты; 3, 4 — умножители; 5 — усилитель высокой частоты; 6, 7 — фильтры нижних частот (ФНЧ); 8, 9 — 10-разрядные аналого-цифровые преобразователи (АЦП); 10 — микропроцессор, 11 — цифроаналоговый преобразователь (ЦАП)

В каждом из двух каналов после перемножения входного сигнала $X(t)$ и сигналов опорного генератора $\cos(\Omega t)$ и $\sin(\Omega t)$ с частотой $\Omega = 80$ МГц и после низкочастотной фильтрации формируются квадратурные сигналы. Высокочастотные сигналы исключаются фильтрами низких частот в каждом канале (с частотой 2Ω), и остаются только низкочастотные составляющие $U(t) = (1/2)A(t) \cos \varphi(t)$ и $V(t) = (1/2)A(t) \sin \varphi(t)$.

Выходные сигналы с усилителей низкой частоты 6, 7 поступают на 10-разрядные аналого-цифровые преобразователи 8, 9 и далее в память микропроцессора 10, снабжённого программным обеспечением, реализующим измерение, корректировку выходных сигналов квадратурного генератора и вычисление величины перемещения подвижного элемента MEMS.

Микропроцессор связан также с цифроаналоговым преобразователем 11, формирующим сигналы синусоидальной или прямоугольной формы, причём первые сигналы используются при калибровке и настройке оптико-электронной системы, а вторые — при измерении перемещений подвижных элементов MEMS.

Процесс измерения величины перемещения подвижных элементов состоит из двух этапов. На первом этапе производятся обнаружение, измерение и корректировка дефектов цифровых значений квадратурных электрических сигналов, на втором — измерение перемещения объекта за временной интервал между двумя отсчётами значений выходных сигналов квадратурного детектора. Суть предварительной калибровки данных, введённых в память микропроцессора, сводится к устранению указанных дефектов. На этапе калибровки измерительного тракта с помощью АЦП на исследуемую структуру (подвижный элемент MEMS) подаётся напряжение синусоидальной формы, которое вызывает возвратно-поступательные движения ПЭ. Амплитуда сигнала выбирается такой, чтобы колебания ПЭ незначительно превышали половину длины волны излучения $\lambda/2$. Микропроцессор осуществляет одновременный запуск АЦП 8, 9 и ввод в память оцифрованных значений сигналов квадратурного детектора.

При работе с сигналами идеального квадратурного детектора выходные сигналы фильтров 6, 7 нижних частот можно представить в виде

$$U_i = A \cos(\omega t_i), \quad (6)$$

$$V_i = A \sin(\omega t_i), \quad (7)$$

где i — номер оцифрованного отсчёта квадратурных значений сигнала.

Однако реальные квадратурные сигналы даже без учёта шумовой составляющей не являются идеальными. В основном они вызваны временным и температурным дрейфами сигналов умножителей, усилителей и аналого-цифровых преобразователей. В этом случае их можно представить в виде

$$U_i = A \cos(\omega t_i) + z_1, \quad (8)$$

$$V_i = B \sin(\omega t_i + \alpha) + z_2. \quad (9)$$

Здесь A и B — амплитуды квадратурных сигналов; z_1 и z_2 — смещение нуля в усилителях каналов; ω — круговая частота; α — величина отклонения разности фаз сигналов квадратурного детектора, не равная 90° . Как следует из выражений (8), (9), основными источниками искажений выходных сигналов квадратурных детекторов являются: неравенство амплитуд квадратурных сигналов, сдвиг по фазе сигналов, не равный 90° , и смещение нуля в каждом из сигналов. Количественные оценки вклада указанных источников ошибок в результат измерения перемещений подробно рассмотрены в [10].

Корректировка значений сигналов квадратурного детектора. При отсутствии шума смещение нулевой линии сигналов квадратурного детектора вычисляется достаточно просто. Так, для косинусного сигнала величина смещения нулевой линии определяется выражением

$$z_1 = (\max(U_i) + \min(U_i))/2, \quad (10)$$

где \max и \min — максимальное и минимальное значения интерференционного сигнала, формируемые при возвратно-поступательном движении подвижного элемента MEMS. Аналогично вычисляется величина смещения нулевой линии z_2 и для синусного сигнала. Вычитая эти значения из соответствующих измеренных сигналов, получим

$$U_i = A_1 \cos(\omega t_i), \quad (11)$$

$$V_i = B_1 \sin(\omega t_i + \alpha). \quad (12)$$

При выравнивании амплитуд сигналов значение синусного сигнала V_i умножается на коэффициент $k = \max(U_i)/\max(V_i)$. После деления на $\max(U_i)$ значения синусного и косинусного сигналов становятся сигналами с единичной амплитудой.

После компенсации смещения нулевой линии и выравнивания амплитуд измеряемые сигналы можно описать выражениями

$$U_i = \cos(\omega t_i), \quad (13)$$

$$V_i = \sin(\omega t_i + \alpha). \quad (14)$$

Воспользовавшись известным тригонометрическим преобразованием выражения (14), будем иметь

$$V_i = \sin(\omega t_i + \alpha) = \sin(\omega t_i) \cos(\alpha) + \cos(\omega t_i) \sin(\alpha). \quad (15)$$

Из (15) следует, что

$$\sin(\omega t_i) = [V_i - \cos(\omega t_i) \cdot \sin(\alpha)] / \cos(\alpha). \quad (16)$$

Известно, что для строго квадратурных сигналов с единичной амплитудой сумма квадратов обоих сигналов равна 1:

$$\sin^2(\omega t_i) + \cos^2(\omega t_i) = 1, \quad (17)$$

т. е. постоянной величине с нулевой дисперсией. Для выходных сигналов квадратурного детектора, где сдвиг фаз между сигналами отличается от 90° на угол α , функция $f(\alpha)$ — величина переменная:

$$f(\alpha) = (U_i)^2 + [(V_i - U_i \sin(\alpha)) / \cos(\alpha)]^2. \quad (18)$$

Минимизация дисперсии функции $f(\alpha)$ по параметру α позволяет найти его значение, равное угловой ошибке квадратуры.

По полученным значениям угла α компьютер пересчитывает в соответствии с (16) значения синусного сигнала и приступает ко второму этапу измерения. Относительная простота предложенного способа коррекции квадратурных сигналов по сравнению с [11]

связана с тем, что перемещение ПЭ MEMS происходит с помощью сигнала цифроаналогового преобразователя, который является составной частью квадратурного детектора и участвует в управлении положением подвижного элемента. Это позволяет при вводе в память микропроцессора оцифрованных значений сигналов квадратурного детектора определить ошибки квадратурных сигналов и скорректировать их программным путём.

На втором этапе по скорректированным значениям квадратурных сигналов процессор производит вычисление значения величины перемещения подвижного элемента MEMS.

В комплексном представлении эти два квадратурных сигнала описываются вектором с амплитудой $M(t) = [U(t)^2 + V(t)^2]^{1/2}$ и фазой $\varphi(t) = \text{arctg}[V(t)/U(t)]$.

После устранения смещений и выравнивания амплитуд сигналов в каждом из каналов, а также после коррекции сигнала U_i в соответствии с выражением (16) микропроцессор 10 формирует из двух пар отсчётов V_i и U_i выходных сигналов квадратурного детектора, взятых с заданным интервалом квантования, два комплексных числа:

$$Z_i = \cos \varphi_i + j \sin \varphi_i, \quad (19)$$

$$Z_{i+1} = \cos \varphi_{i+1} + j \sin \varphi_{i+1}, \quad (20)$$

где i — номер оцифрованного отсчёта квадратурных значений сигнала.

В комплексной плоскости эти числа соответствуют двум векторам, разность фаз которых равна перемещению подвижного элемента за время между двумя отсчётами АЦП. Первое число Z_i микропроцессор преобразует в комплексно-сопряжённое SZ_i , после чего осуществляет умножение двух комплексных чисел SZ_i и Z_{i+1} и находит разность фаз векторов Z_i и Z_{i+1} согласно выражению [12]

$$\Delta\varphi = \text{arctg} [\text{Im} (SZ_i Z_{i+1}) / \text{Re} (SZ_i Z_{i+1})]. \quad (21)$$

Полученное значение разности фаз векторов Z_i и Z_{i+1} равно величине перемещения объекта. Разность фаз $\Delta\varphi$ двух исходных векторов, вычисленная за временной интервал между двумя отсчётами, может изменяться в диапазоне $0 \pm \pi$.

Далее в соответствии с заданным интервалом квантования производится ввод в память микропроцессора новых значений квадратурных сигналов. Они образуют очередной комплексный вектор Z_{i+2} . Комплексное число, взятое из предыдущего отсчёта, преобразуется в комплексно-сопряжённое, после чего происходит очередное вычисление разности фаз.

Непрерывное суммирование микропроцессором 10 этой разности фаз позволяет измерить величину перемещения ПЭ MEMS на расстояние нескольких миллиметров с дискретностью $\lambda/2048$, что в абсолютной величине составляет менее 0,3 нм.

Рассмотренные алгоритмы коррекции сигналов квадратурного детектора справедливы только для сигналов без учёта шумов, которые в той или иной мере привносятся в сигнал в измерительном тракте, а также нелинейных искажений, присутствующих в умножителях выходного сигнала фотоприёмника и квадратурных сигналов гетеродина (генератора), питающего акустооптическую ячейку.

Влияние шумов. Реальный измеряемый сигнал всегда зашумлён. Дана оценка влияния белого гауссова шума (амплитудного) на нахождение погрешностей сигналов квадратурного детектора по предложенному алгоритму. Величина сдвига фаз сигналов квадратурного детектора относительно 90° определена по 1000 реализаций. Результаты вычислений приведены в таблице, где S_A — значение белого гауссова шума в процентах амплитуды сигнала, Mean — среднее значение отклонения сдвига фаз сигналов квадратурного детектора, Std — среднеквадратичное отклонение среднего значения сдвига фаз, выраженное в градусах.

α	S_A	Mean	Std
5	1	4,99	0,051
	5	4,89	0,264
10	1	9,99	0,054
	5	9,80	0,259
15	1	14,99	0,054
	5	14,72	0,255
20	1	19,99	0,053
	5	19,59	0,258
25	1	24,98	0,055
	5	24,48	0,255

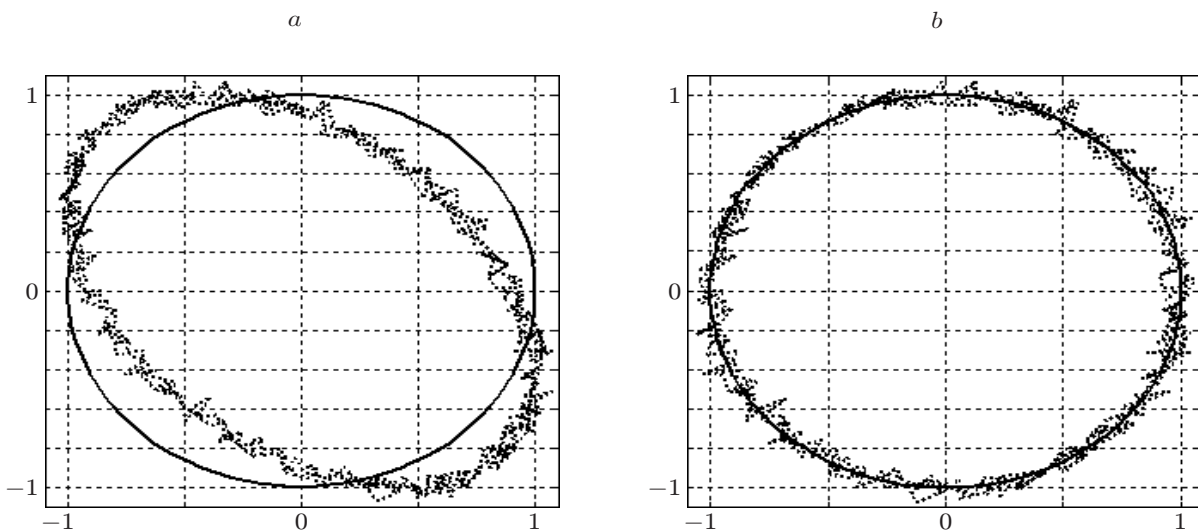


Рис. 2. Фигуры Лиссажу квадратурных составляющих сигнала: *a* — до коррекции (при значениях $\alpha = 25^\circ$ и $S_A = 5\%$) и *b* — после коррекции

Из таблицы следует, что отклонение сдвига фаз сигналов квадратурного детектора при уровне шума около 1 % амплитуды квадратурных сигналов достаточно мало и составляет примерно $0,01^\circ$. При увеличении шума до 5 % амплитуда растёт пропорционально ему и не превышает в среднем $0,5^\circ$. На рис. 2 изображены фазовые «портреты» квадратурных составляющих сигнала.

Влияние нелинейных искажений перемножителей напряжений. В схеме квадратурного детектора, кроме трёх рассмотренных погрешностей, присутствует погрешность, вызываемая нелинейными искажениями перемножителей 3, 4 аналоговых сигналов. Коэффициент нелинейных искажений сигнала на выходе умножителя зависит от типа микросхемы. Так, погрешность перемножения умножителей напряжений микросхем серии MC 1494 (фирма Motorola) равна 0,5 %. Как показывает численное моделирование, при таких нелинейных искажениях максимальная абсолютная ошибка вычисления фазы при прочих равных условиях не превышает 1° , что соответствует перемещению объекта менее 1 нм.

Заключение. Ошибки, связанные со сдвигом по фазе сигналов квадратурного детектора, не равным 90° , смещением нулевой составляющей сигналов и неравенством их амплитуд, присутствуют в большинстве квадратурных детекторов лазерных интерферометров. Они оказывают сильное влияние на погрешность измерения перемещений. Ошибки

могут быть определены и скорректированы с помощью микропроцессорной обработки экспериментальных данных, полученных на предварительном этапе измерения (оцифровки) сигналов квадратурного детектора.

Использование такого алгоритма коррекции отсчётов квадратурных сигналов позволило уменьшить среднеквадратическую погрешность измерения перемещений до величины меньше 0,3 нм в диапазоне измерения линейных перемещений 1 нм — 10 мм.

Предложенные алгоритмы коррекции сигналов применимы к любому интерферометру с синусоидальными квадратурными выходами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hosoe S.** Laser interferometric system for displacement measurement with high precision // Nanotechnology. 1991. **2**. P. 88–95.
2. **Кирьянов В. П., Кокарев С. А.** Лазерно-интерферометрический преобразователь перемещений с субнанометрическим разрешением // Автометрия. 1997. № 2. С. 3–7.
3. **Пат. 151073 РФ.** Устройство преобразования сигналов интерферометра для высокоточных измерителей перемещений /В. С. Соболев, А. М. Щербаченко. Опубл. 20.03.2015, Бюл. № 8.
4. **Коронкевич В. П., Ханов В. А.** Современные лазерные интерферометры. Новосибирск: Наука, 1982. 10 с.
5. **Бессмельцев В. П., Бурнашов В. Н., Воробьев В. В.** Измерение перемещений зеркально и диффузно отражающих объектов и вибраций // Автометрия. 1978. № 3. С. 95–96.
6. **Левитес А. Ф., Телешевский В. И.** Гетеродинный лазерный интерферометр с акустооптическим модулятором // ПТЭ. 1974. № 6. С. 139–140.
7. **Титов А. А.** Измерение перемещений микрообъектов гетеродинным методом // Измерительная техника. 2017. № 2. С. 39–42.
8. **Дарзбек С. А., Желкоб Ж., Календини В. В., Новиков Ю. А.** Лазерный интерферометрический измеритель наноперемещений // Тр. ин-та общей физики им. А. М. Прохорова РАН. 2006. **62**. С. 14–37.
9. **Маркович И. И.** Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. Ростов-на-Дону: Изд-во Южного федерального ун-та, 2012. 192 с.
10. **Downs M. I., Birch K. P., Cox M. G., Nunn G. W.** Verification of a polarization-insensitive optical interferometer system with subnanometric capability // Precision Eng. 1995. **17**, N 2. P. 84–87.
11. **Peter L., Heydemann M.** Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers // Appl. Opt. 1981. **20**, N 19. P. 3382–3384.
12. **Косцов Э. Г., Скурлатов А. И., Щербаченко А. Н.** Оптико-электронная система для исследования наноперемещений подвижных элементов MEMS // Автометрия. 2018. **54**, № 4. С. 92–100.

Поступила в редакцию 08.02.2019

После доработки 25.03.2019

Принята к публикации 12.04.2019