

интервала $t_1 - t_0$, как расстояние до точки поверхности с максимальным возвышением.

Предложенный метод стереометрической лазерной локации позволяет одновременно определять как полутоновые изображения лоцируемых объектов с селекцией фона обратного рассеяния, так и их трехмерные характеристики $\xi_k(\vec{r}_1)$ и расстояния $R_\xi(\vec{r}_1)$ на большом множестве N точек поверхности объекта, которое может составлять десятки и сотни тысяч в зависимости от размерности используемых фотодетекторов с накоплением заряда. Разрешающая способность метода $\Delta\xi_B(\vec{r}_1)$ не хуже 0,8-1,5 см.

Литература

1. Карасик В.Е., Орлов В.М. Локационные лазерные системы видения. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013. – 478 с.
2. Балоев В.Н., Мишанин С.С., Овсянников В.А., Якубсон С.Е., Яцык В.С. Анализ путей повышения эффективности наземных оптико-электронных комплексов наблюдения // Оптический журнал, 2012. – Т 9. – № 3. – С. 22–32.
3. Chua S.Y., Wang X., Guo N., Tan C.S., Chai T.Y., Seet G.L. Improving three-dimensional (3D) range gated reconstruction through time-of-

flight (TOF) imaging analysis // J.Eur. Opt. Soc.-Rapid. 2016. 11(16015). P.16015-1 – 16015-6.

4. Itzler M. 3-D LIDAR Imaging Cameras with Single-Photon Sensitivity based on Geiger-mode APDS. // ILMF 2015 – Denver. 2015. P. 1–42.

5. Ярошенко И.Ф., Ильин С.А., Капитанов Г.А. Трехмерное приемное устройство лазерного излучения // Оптический журнал, 2005. – Т. 72. – № 10. – С. 35–39.

6. Грязнов Н.А., Купренюк В.И., Соснов Е.Н. Лазерная информационная система сближения и стыковки космических аппаратов // Оптический журнал, 2015. – Т. 82. – № 2. – С. 27–33.

7. Пат. SU №1593429 А1, G01S17/00. «Способ стереометрической оптической локации» / Иванов В.И. 1988.

8. Пат. SU №1591621 А1, G01C3/08. «Способ определения рельефа лоцируемого объекта при импульсной локации» / Иванов В.И. 1988.

9. Иванов В.И., Иванов Н.И. Получение дальностных 3D изображений высокодинамичных объектов по отношениям интенсивностей парциальных пучков отраженного лазерного излучения // Квантовая электроника, 2018. – Т. 48. – № 7. – С. 679–682.

УДК 621.3.083.92

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Тявловский А.К.¹, Гусев О.К.¹, Жарин А.Л.¹,
Свистун А.И.¹, Тявловский К.Л.¹, Воробей Р.И.¹, Колтунович Т.²

¹Белорусский национальный технический университет, Минск, Республика Беларусь

²Люблинский технический университет, Люблин, Польша

Одной из типичных задач электрических измерений является задача определения фазового сдвига двух гармонических сигналов. В частности, определение фазового сдвига сигналов отклика электрометрического зонда в двух пространственно разнесенных точках поверхности полупроводниковой пластины является одной из составляющих разрабатываемого метода характеристики приповерхностных слоев полупроводника.

Обработка сигналов производится методом DSP (Digital Signal Processing, цифровая обработка сигналов) с использованием математических библиотек CMSIS DSP Software Library [1] для процессора ARM Cortex M7. При регистрации двух гармонических сигналов, сдвиг фаз между которыми требуется определить, производится их аналого-цифровое преобразование, в результате которого в памяти процессора формируются два массива данных $U1$ и $U2$ по 512 элементов в каждом. Длина каждого из массивов соответствует 4 целым периодам T колебаний сигнала. Шаг квантования, таким образом, составляет $\Delta t = 4T/512 = T/128$. Отсчеты сигнала в

массивах представлены в 32-битном знаковом формате с плавающей запятой (**float32**). Первичная обработка сигналов включает в себя центрирование массивов, т.е. вычисление и вычитание из массива среднего арифметического значения, вследствие чего в массивах содержится информация только о переменной составляющей измерительных сигналов.

Для упрощения дальнейших вычислений оба массива нормируются на 1 путем нахождения максимального элемента в каждом из массивов и деления на него всех элементов соответствующего массива:

$$\begin{aligned} U1[i] &= U1[i]/\max(U1), \\ U2[i] &= U2[i]/\max(U2). \end{aligned} \quad (1)$$

После выполнения этой операции оба массива будут содержать элементы с диапазоном значений $u_1[i] \in [-1; 1]$ и $u_2[i] \in [-1; 1]$.

Пусть в первом массиве содержатся отсчеты гармонического сигнала с единичной амплитудой и начальной фазой φ_0 :

$$U1[i] = 1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{64} \cdot i + \varphi_0\right). \quad (2)$$

Второй массив содержит отсчеты гармонического сигнала с той же частотой и амплитудой, но сдвинутые по фазе относительно первого сигнала на величину $\Delta\varphi$:

$$U2[i] = 1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{64} \cdot i + \varphi_0 + \Delta\varphi\right). \quad (3)$$

Работа фазового детектора традиционной схемы [2] основывается на аппаратном перемножении двух гармонических сигналов. Умножая (2) на (3), получаем

$$\begin{aligned} U1 \cdot U2 &= \sin\left(\frac{\pi}{64} \cdot i + \varphi_0\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{64} \cdot i + \varphi_0 + \Delta\varphi\right) \\ &= \frac{\cos \Delta\varphi - \cos\left(\frac{\pi}{32} \cdot i + 2\varphi_0 + \Delta\varphi\right)}{2}. \end{aligned} \quad (4)$$

Интегрирование выражения (4) по всему доступному диапазону дает

$$\begin{aligned} \int_0^{511} (U1 \cdot U2) di &= \\ &= \int_0^{511} \frac{\cos \Delta\varphi}{2} di - \int_0^{511} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{32} \cdot i + 2\varphi_0 + \Delta\varphi\right)}{2} di = \\ &= 256 \cos \Delta\varphi, \end{aligned} \quad (5)$$

поскольку член $\cos\left(\frac{\pi}{32} \cdot i + 2\varphi_0 + \Delta\varphi\right)$ интегрируется за целое количество периодов (в данном случае, 4).

Поскольку массивы **U1** и **U2** содержат дискретные наборы значений, интегрирование может быть заменено суммированием:

$$\int_0^{511} (U1 \cdot U2) di = \sum_{i=0}^{511} (u_1[i] \cdot u_2[i]). \quad (6)$$

Как можно видеть, выражение (6) соответствует формуле скалярного произведения векторов размерности 512. В программном коде на языке С данная операция реализуется посредством использования функции **arm_dot_prod_f32** из состава библиотеки CMSIS DSP Software Library.

Исходя из этого, алгоритм определения фазового сдвига методом DSP может выглядеть следующим образом:

1. Исходные массивы, содержащие отсчеты двух гармонических сигналов за целое количество периодов (в частности, 4), нормируют по их наибольшему значению. Данные в массивах представляются в знаковой форме в формате с плавающей запятой.

2. К полученным нормированным массивам применяют операцию скалярного произведения векторов **arm_dot_prod_f32**.

3. Полученное значение делят на число $N/2$, где N – число отсчетов сигнала (число элементов в каждом из массивов).

4. Величину фазового сдвига $\Delta\varphi$ находят как арккосинус от результата деления.

Для оценки устойчивости данного алгоритма к погрешностям регистрации сигналов и возможным помехам (наводкам) было выполнено компьютерное моделирование в среде MathCAD.

На первом этапе выполнялось сравнительное моделирование вычислений по формуле (5) для случая непрерывных (не дискретизированных) сигналов $u_1(i)$ и $u_2(i)$ и вычислений скалярного произведения векторов согласно формуле (6) для дискретных значений i . Полученные результаты оказались идентичными для всех возможных значений фазового сдвига при размерности перемножаемых векторов (числе точек дискретизации) от 8 и более; значительные погрешности вычисления наблюдались только при уменьшении количества точек дискретизации ниже указанной величины. Фактически, для используемых 512-элементных массивов погрешность дискретизации можно считать отсутствующей при условии, что записанные в массивах отсчеты составляют целое количество периодов сигнала. С другой стороны, отличие размерности массива отсчетов сигнала от целого количества периодов на 1 отсчет (что соответствует погрешности определения периода $((1/4)/512) \cdot 100\% = 0,04\%$) приводит к погрешности вычисления фазового сдвига около 0,1%. При погрешности определения периода 1% (± 20 отсчетов за 4 периода) погрешность вычисления фазового сдвига составляет уже $\pm 4\%$.

На втором этапе моделировалось влияние гармонических искажений в спектре регистрируемого сигнала на результат вычисления фазового сдвига. Для упрощения анализа модель включала введение в описание сигнала одного дополнительного слагаемого, соответствующего наличию одной дополнительной гармоники с произвольной амплитудой U_n , частотой ω_n и начальной фазой φ_n . Рассматривались две практически возможных ситуации:

1) Гармоника описывает внешнюю независимую наводку, одинаково воздействующую на оба перемножаемых сигнала. В этом случае их описание приобретает вид

$$\begin{cases} u_1(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) \\ u_2(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) \end{cases} \quad (7)$$

Равенство амплитуд сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ принято с учетом нормирования массивов, содержащих отсчеты этих сигналов.

Произведение сигналов (7), помимо слагаемого (4), содержит три дополнительных члена $U_n^2 \sin^2(\omega_n t + \varphi_n)$, $U_0 U_n \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\omega_n t + \varphi_n)$

и $U_0 U_n \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) \sin(\omega_n t + \varphi_n)$. Как можно видеть, интегрирование данных слагаемых за время $t_n = 8\pi/\omega$ дает результат, отличный от 0, формируя таким образом систематическую погрешность измерения.

2. Гармонические искажения являются свойством самого сигнала, вследствие чего претерпевают тот же фазовый сдвиг, что и сигнал:

$$\begin{cases} u_1(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) \\ u_2(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) + \\ + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n + \Delta\varphi) \end{cases} \quad (8)$$

В этом случае в произведении сигналов присутствуют члены $U_n^2 \sin(\omega_n t + \varphi_n) \sin(\omega_n t + \varphi_n + \Delta\varphi)$,

$$U_0 U_n \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\omega_n t + \varphi_n + \Delta\varphi) \text{ и} \\ U_0 U_n \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) \sin(\omega_n t + \varphi_n).$$

Приведение к 0 данных составляющих (за исключением составляющей $\cos\Delta\varphi$) путем интегрирования возможно только в случае кратности частот ω_n и ω_0 и совпадения начальных фаз φ_n и φ_0 .

При моделировании частота полезного сигнала задавалась равной 300 Гц, частота дополнительной гармоники варьировалась в диапазоне от 600 Гц до 100 000 Гц. Амплитуда гармоники была принята равной 0,2 амплитуды полезного сигнала. При указанных параметрах максимальные значения погрешности, определяемые как разность заданного и вычисленного значений фазового сдвига, по результатам моделирования для разных соотношений частот сигнала и наводки составили от 3 % до 7 % как для первого, так и для второго моделируемого случая. Для устранения (уменьшения) данной погрешности требуется экранирование входных цепей измерительного преобразователя от наводок либо фильтрация сигнала.

Литература

1. CMSIS DSP Software Library [электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/index.html>.
2. Атамалян, Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин: Уч. пос. для студентов вузов / Э.Г. Атамалян. – М.: Высшая школа, 2005. – 416 с.

УДК 621.375.826

РЕГУЛИРОВКА ПЕРИМЕТРА РЕЗОНАТОРА КОЛЬЦЕВОГО ЛАЗЕРА ЦИФРОВОГО МАЛОГАБАРИТНОГО ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА

Кривицкий П.Г.¹, Исаев А.В.¹, Матюшевский В.М.¹, Оксенчук И.Д.², Кузьмицкая С.М.³

¹Белорусский национальный технический университет, Минск, Республика Беларусь

²ООО «БСВТ – новые технологии», Минск, Республика Беларусь

³ГНУ «Научно-исследовательский экономический институт Министерства экономики», Минск, Республика Беларусь

Лазерные гироскопы (ЛГ) являются основным элементом бесплатформенных инерциальных навигационных систем [1], занимающих устойчивое место в высокотехнологичном сегменте современного мирового рынка. Чувствительным элементом цифрового малогабаритного лазерного гироскопа (далее ЦМЛГ) [2] является кольцевой лазер (КЛ), в резонаторе которого генерируются две встречные волны (по и против часовой стрелки). Сигнал их биений (формируемый сбивающей призмой и регистрируемый фотоприемником) несет информацию о вращении КЛ вокруг оси чувствительности, перпендикулярной плоскости резонатора. В идеале, набег фазы сигнала биений пропорционален углу поворота КЛ. При этом должно соблюдаться условие подстройки периметра КЛ на резонанс, т. е. на центр контура усиления. В противном случае, при отстройке от резонанса, возникает сдвиг частоты биений, регистрируемый как погрешность гироскопа в виде постоянного смещения скорости его вращения.

Стабилизацию периметра резонатора КЛ обычно обеспечивают с помощью пьезокорректоров – пьезоэлектрических пластин, напряжение

на обкладках которых изменяет их толщину и, соответственно, положение закрепленных на них зеркал кольцевого резонатора. Обычно конструкция КЛ включает два пьезокорректора периметра, что позволяет уменьшить перекос резонатора в процессе его перестройки и стабилизации.

Для контроля положения на контуре усиления КЛ часть генерируемого излучения каждой из встречных волн выводится из резонатора на фотоприемники, сигнал с которых характеризует интенсивность генерации этих волн и являются сигналом обратной связи системы стабилизации периметра (ССП). СПП формирует тестовый сигнал модуляции напряжения на пьезокорректоре и, детектируя сигнал от фотоприемника интенсивности, формирует изменение постоянной составляющей напряжения на пьезокорректоре.

Основным фактором изменений длины периметра КЛ является процесс теплового расширения моноблока резонатора.

Данный процесс обычно достаточно медленный, поэтому электронный блок управления пьезокорректором может быть сравнительно маломощным и не быстродействующим.