

УДК 531.715 : 621.3.049.77

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НАНОПЕРЕМЕЩЕНИЙ ПОДВИЖНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ MEMS*

Э. Г. Косцов, А. И. Скурлатов, А. М. Щербаченко

*Институт автоматики и электрометрии СО РАН,
630090, г. Новосибирск, просп. Академика Коптюга, 1
E-mail: kostsov@iae.nsk.su*

Рассматривается экспериментальная конструкция оптико-электронной системы для бесконтактного измерения микро- и наноперемещений подвижных элементов MEMS. Основу устройства составляет гетеродинный интерферометр со стабилизированным по частоте He—Ne-лазером и акустооптическим модулятором лазерного излучения. При воздействии на структуру MEMS импульсов напряжения с амплитудой до 1 В экспериментально достигнуто разрешение по перемещению подвижного элемента менее 1 нм, при этом амплитуда перемещения линейно зависит от управляющего напряжения с чувствительностью 100–200 нм/В. Установлено, что на кривой местоположение элемента — управляющее напряжение эффект гистерезиса не проявляется.

Ключевые слова: оптико-электронная система, гетеродинный лазерный интерферометр, акустооптический модулятор лазерного излучения, подвижный элемент MEMS.

DOI: 10.15372/AUT20180412

Введение. Наиболее быстро развивающимися секторами современной микроэлектроники являются микро- и нанoeлектромеханические системы [1]. Общий момент для большинства указанных систем — перемещение фиксированной массы в виде микробалок, микроконсоль в управляемых электрическим полем дифракционных решётках (ДР) [2, 3], стабилизаторах частоты, инерционных устройствах, акселерометрах [4], гироскопах, датчиках давления и т. п. Развитие данных систем характеризуется низкоамплитудным масштабом перемещений их элементов, уверенным переходом перемещений в нанометровый диапазон. В связи с этим всё более актуальными становятся задачи создания методик и соответствующей аппаратуры, обеспечивающих прецизионное и достоверное определение нанометровых перемещений.

Известны прецизионные оптико-электронные системы бесконтактного измерения перемещений с помощью лазерных интерферометров [5–8]. Как правило, в таких системах процедура реверсивного счёта интерференционных полос и измерение малых смещений внутри одной полосы разделены во времени. Измерение перемещений в микросистемах [7–9] связано с формированием на выходе оптического интерферометра трёх оптических сигналов, фазы которых равны 0, 90 и 180°. В интерфейсном блоке эти сигналы преобразуются в два квадратурных электрических сигнала $V(t)$ и $U(t)$ и подаются на входы двух АЦП. Выходные данные с АЦП используются для определения сдвига фаз, соответствующего перемещению подвижного элемента (ПЭ) в пределах 2π рад. Для определения приращений сдвига фазы более 2π рад в [7] создан алгоритм управления работой реверсивного счётчика (метод счёта зон). Практическая реализация такого алгоритма требует быстродействующих логических схем и сверхскоростной памяти.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Сибирского отделения РАН (комплексная программа фундаментальных исследований «Междисциплинарные интеграционные исследования» на 2018–2020 гг., проект № 273).

В [8] предложен алгоритм обработки данных с оптического интерферометра, который позволяет реализовать как высокую разрешающую способность оптико-электронной системы измерения перемещений, так и её высокое быстродействие. При этом к скоростным характеристикам используемых электронных компонентов предъявляются умеренные требования. Хотя лазерный интерферометр является гетеродинным, в электрических сигналах всё же присутствуют погрешности измерения перемещений, связанные с дрейфом постоянных составляющих и неравенством амплитуд квадратурных сигналов.

С учётом этого для диагностики параметров MEMS была разработана прецизионная оптико-электронная система измерения перемещений с разрешением менее 1 нм при высокой скорости перехода ПЭ из одного состояния в другое и методика бесконтактной диагностики параметров ПЭ.

Постановка задачи. Так как оптические схемы двухлучевой гетеродинной интерферометрии достигли высоких параметров, то основной резерв совершенствования оптико-электронных систем находится в построении схем цифровой обработки информации на современной элементной базе. Суть метода гетеродинной интерферометрии заключается в фотоэлектрическом детектировании поля интерференции двух когерентных световых волн (опорной и измерительной) с различными оптическими частотами. В результате фотосмещения этих волн и последующего избирательного электронного усиления формируется выходной гармонический измерительный сигнал. В рассматриваемой гетеродинной оптико-электронной системе измерения перемещений осуществляется фазовое преобразование перемещения на несущей частоте, равной разности оптических частот, а обработка измерительной информации сводится к высокоточной фазометрии.

Гетеродинные методы измерения перемещений имеют ряд преимуществ перед гомодинными. Избирательное усиление на несущей частоте выбирается оптимальным подбором частот интерферирующих волн. Это существенно повышает помехоустойчивость измерения, ослабляя влияние флуктуаций источника света, внешней засветки, колебаний напряжения питания и других внешних факторов на результат измерений. Цифровая интерполяция фазового сдвига на оптимальной частоте создаёт возможность получения высокой дискретности отсчёта, близкой к порогу чувствительности гетеродинных методов, что на два и более порядков ниже, чем в гомодинной интерферометрии.

Основу разработанной оптико-электронной системы измерения перемещений составляет гетеродинный лазерный интерферометр [10] с акустооптическим модулятором лазерного излучения. Функциональная схема созданной оптико-электронной системы для определения перемещений элементов MEMS с использованием акустооптической модуляции света представлена на рис. 1.

Световой пучок от лазера 1 направляется на акустооптический модулятор 2, в котором распространяется бегущая ультразвуковая волна, возбуждаемая электронным генератором 3 с частотой $f_T = 80$ МГц. Установка модулятора под углом $\theta = \lambda/\Lambda$ (λ , Λ — длины световой и ультразвуковой волн соответственно) обеспечивает возникновение брэгговской дифракции, спектр которой содержит лучи 4, 5 нулевого и первого порядков, имеющие различные частоты и угловые направления. Акустооптический модулятор делит входной луч на опорный и сигнальный и смещает их по частоте на 80 МГц.

Луч нулевого порядка с частотой ν является сигнальным лучом интерферометра. Он направляется с помощью зеркала 6 на светоделительный кубик 7 и далее на фокусирующую линзу 8. Луч отражается от поверхности подвижного электрода MEMS 9 и через светоделительный кубик 10 и фокусирующую линзу 11 попадает на фотоприёмник 12.

Луч первого порядка является опорным лучом интерферометра с частотой $(\nu + f_T)$. Отражаясь от зеркала 13, он проходит через светоделительный кубик и направляется на фотоприёмник.

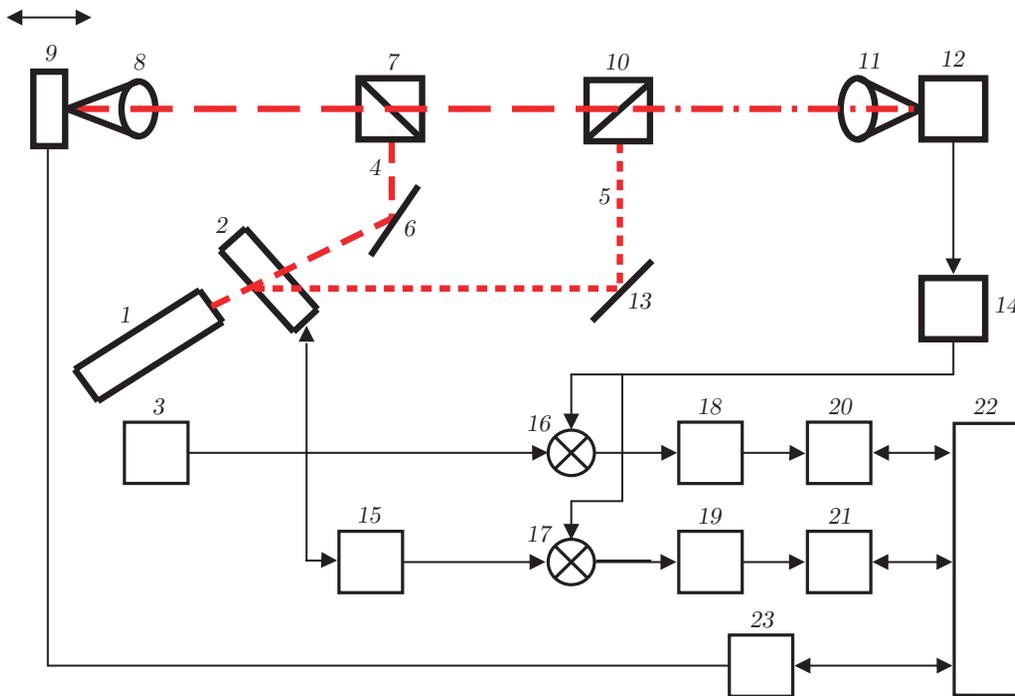


Рис. 1. Функциональная схема оптоэлектронной системы для определения перемещений элементов MEMS: 1 — He—Ne-лазер; 2 — акустооптический модулятор; 3 — электронный генератор; 4, 5 — световые пучки нулевого и первого порядков; 6, 13 — отражательные зеркала; 7, 10 — светоделительные кубики; 8 — фокусирующий объектив; 9 — подвижный элемент MEMS; 11 — фокусирующая линза; 12 — фотоприёмник; 14 — резонансный усилитель; 15 — фазовращатель; 16, 17 — балансные смесители; 18, 19 — фильтры нижних частот; 20, 21 — АЦП; 22 — микропроцессор; 23 — ЦАП

Оба луча интерферируют на фотоприёмнике. После интерференции сигнальной и опорной световых волн на поверхности фотоприёмника измеряемый сигнал описывается выражением

$$E_{\text{изм}} = E_c \exp[-j(2\pi(\nu t) + 4\pi L/\lambda + \varphi_1)] + E_{\text{оп}} \exp[-j(2\pi(\nu + f_r)t + \varphi_2)], \quad (1)$$

где E_c и $E_{\text{оп}}$ — амплитуды сигнальной и опорной волн; φ_1 и φ_2 — фазы лучей, соответствующие постоянным частям их оптических путей; L — амплитуда перемещения; t — время.

В результате фотосмещения этих волн и последующего избирательного электронного усиления на выходе резонансного усилителя 14, настроенного на несущую частоту электрического сигнала Ω , формируется гармонический измерительный сигнал $I_{\Phi}(t)$, который содержит постоянную и переменную составляющие:

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

где I_c и $I_{\text{оп}}$ — постоянные составляющие; $\varphi(t) = 4\pi L/\lambda$; $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ — постоянная фаза.

Постоянные составляющие электрического сигнала I_c и $I_{\text{оп}}$ исключаются в резонансном усилителе, а гармонический сигнал $A(t) \sin[\Omega t + \varphi(t) + \Delta\varphi]$ поступает на первые входы балансных смесителей 16 и 17. Для определения фазы $\varphi(t)$, пропорциональной измеряемому перемещению, генератор формирует опорный электрический сигнал $A(t) \cos(\Omega t)$. Этот сигнал поступает на второй вход балансного смесителя 16 и на вход фазовращателя 15. Фа-

возвращатель сдвигает частоту генератора по фазе на $\pi/2$. Сигнал с выхода фазовращателя направляется на второй вход балансного смесителя 17. Балансные смесители осуществляют перемножение сигналов резонансного усилителя, генератора и фазовращателя.

На выходе балансных смесителей формируются по два квадратурных электрических сигнала [11] разностной частоты $A(t) \cos[\varphi(t) + \Delta\varphi]$, $A(t) \sin[\varphi(t) + \Delta\varphi]$ и суммарной частоты $A(t) \cos[2\Omega t + \varphi(t) + \Delta\varphi]$, $A(t) \sin[2\Omega t + \varphi(t) + \Delta\varphi]$. Сигналы суммарной частоты через фильтры низких частот 18, 19 не проходят, а сигналы разностной частоты проходят и поступают на входы АЦП 20, 21 и далее в память микропроцессора 22.

Микропроцессор связан также с ЦАП 23, формирующим сигнал U_p синусоидальной или прямоугольной формы, который управляет перемещением подвижного элемента MEMS. Эти сигналы используются при настройке системы и при определении скорости перемещения ПЭ.

Методика измерения перемещений элементов MEMS. Микропроцессор осуществляет одновременный запуск АЦП 18 и 19 и вводит в память оцифрованные значения сигналов

$$V_1(t) = A_1 \sin[\varphi(t) + \Delta\varphi] + SMS; \quad U_1(t) = A_2 \cos[\varphi(t) + \Delta\varphi] + SMC. \quad (3)$$

Амплитуды сигналов A_1 и A_2 не равны и, кроме того, в них присутствуют постоянные составляющие синусного сигнала (SMS) и косинусного сигнала (SMC). Эти сигналы со временем изменяются и требуют постоянной корректировки. Корректировка исходных данных аналого-цифровых преобразователей осуществляется микропроцессором автоматически перед каждым циклом измерения перемещения ПЭ, превращая их в квадратурные гармонические сигналы с равными амплитудами и без постоянных составляющих.

На рис. 2 изображены фигуры Лиссажу для сигналов $V(t)$ и $U(t)$, введённых в память микропроцессора с АЦП.

Процесс измерения величины перемещения ПЭ состоит из двух этапов: предварительной обработки полученных цифровых значений и последующего измерения перемещения. На первом этапе с помощью АЦП на исследуемую структуру подаётся синусоидальный электрический сигнал, который вызывает возвратно-поступательные движения ПЭ. Амплитуды

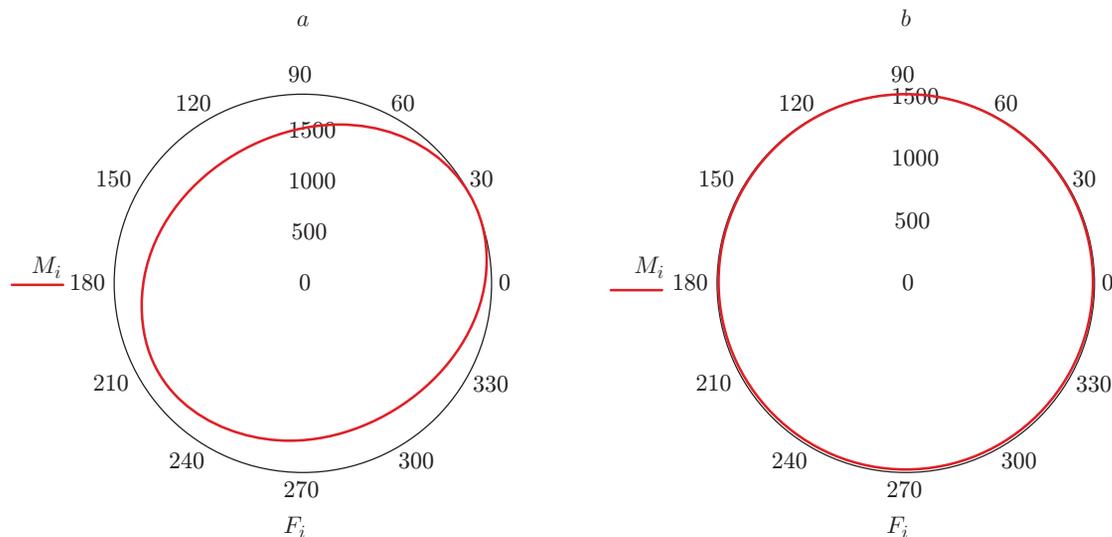


Рис. 2. Фигуры Лиссажу для сигналов $V(t)$ и $U(t)$: a — до корректировки, b — после корректировки (M — модуль, F — фаза)

литуда сигнала выбирается такой, чтобы колебания ПЭ незначительно превышали половину длины волны излучения $\lambda/2$. Это позволяет в каждой выборке определить максимальные и минимальные значения электрических сигналов $V_1(t)$ и $U_1(t)$, а также вычислить значения амплитуд A_1 и A_2 в соответствии с выражениями

$$A_1 = [\max(V_1(t)) - \min(V_1(t))]/2, \quad (4)$$

$$A_2 = [\max(U_1(t)) - \min(U_1(t))]/2. \quad (5)$$

Коэффициент неравенства амплитуд определяется из формулы

$$K_H = A_1/A_2, \quad (6)$$

а величина смещения сигналов относительно нулевого уровня — из выражений

$$\text{SMS} = [\max V_1(t) - A_1]/2, \quad (7)$$

$$\text{SMC} = [\max U_1(t) - A_2]/2. \quad (8)$$

Установка сдвига фазы на 90° для гармонических сигналов $V(t)$ и $U(t)$ производится с помощью фазовращателя 15.

Микропроцессор в соответствии с выражениями (4)–(8) определяет значения амплитуд A_1 и A_2 электрических сигналов, коэффициента неравенства K_H этих амплитуд, величину смещения SMS и SMC каждого сигнала относительно нулевого уровня и корректирует их значения.

В комплексном представлении два квадратурных сигнала описываются вектором с амплитудой $A(t) = [U(t)^2 + V(t)^2]^{1/2}$ и фазой $\varphi(t) = \arctg[V(t)/U(t)]$. Микропроцессор 20 формирует из двух пар отсчётов: синусной $V(t)$ и косинусной $U(t)$ составляющих, взятых с заданным интервалом квантования, два комплексных числа:

$$Z_m = A_1 \cos \varphi_m + jA_1 \sin \varphi_m, \quad (9)$$

$$Z_{m+1} = A_1 \cos \varphi_{m+1} + jA_1 \sin \varphi_{m+1}, \quad (10)$$

где m — номер оцифрованного отсчёта квадратурных значений сигнала.

Первое число Z_m микропроцессор преобразует в комплексно-сопряжённое SZ_m , после чего он осуществляет перемножение двух комплексных чисел SZ_m и Z_{m+1} и находит разность фаз векторов Z_m и Z_{m+1} по выражению

$$\Delta\varphi = \arctg[\text{Im}(SZ_m Z_{m+1})/\text{Re}(SZ_m Z_{m+1})]. \quad (11)$$

Разность фаз двух исходных векторов (11) за временной интервал между двумя отсчётами может изменяться в диапазоне $0 \pm \pi$. Далее, согласно заданному интервалу квантования осуществляется ввод в память микропроцессора новых значений квадратурных сигналов. Они образуют очередной комплексный вектор Z_{m+2} . Комплексное число, соответствующее предыдущему отсчёту, преобразуется в комплексно-сопряжённое, после чего происходит очередное определение разности фаз.

Непрерывное накопление в сумматоре микропроцессора 22 разности фаз позволяет измерять величину перемещения ПЭ. При использовании 8-разрядных АЦП разрешающая способность рассматриваемой оптико-электронной системы составляет $\lambda/1024$, что в абсолютных величинах равно 0,6 нм. Общий вид оптико-электронной системы для исследования наноперемещений подвижных элементов MEMS представлен на рис. 3.

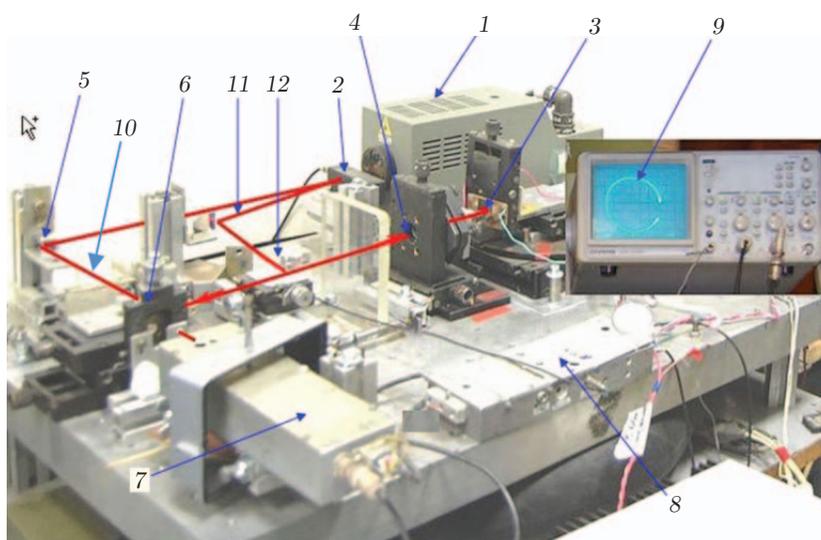


Рис. 3. Вид опто-электронной системы: 1 — стабилизированный по частоте He—Ne-лазер, 2 — акустооптический модулятор, 3 — MEMS, 4 — объектив, 5 — отклоняющая призма, 6 — суммирующая призма, 7 — фотоприёмник (80 МГц), 8 — двухканальный умножитель, 9 — фигура Лиссажу, 10 — опорный луч, 11 — измерительный луч, 12 — светоделительная призма

Пример экспериментальных исследований особенностей нанометровых перемещений подвижного электрода в MEMS-структуре. Объектом исследования служила тонкоплёночная структура электрод (ITO) — управляемый полем воздушный зазор — подвижный электрод, представленная на рис. 4. Электрод образован сегнетоэлектрической плёнкой с высоким значением диэлектрической проницаемости. Воздушный зазор имеет протяжённость dz . Такая структура может быть использована как элемент управляемой полем ДР или как генератор тактовой частоты.

В качестве подвижного электрода использовалась свободная тонкая плёнка бериллиевой бронзы с высокими отражательной способностью и упругостью, толщина которой менее 1 мкм. Материалом сегнетоэлектрической плёнки служила тонкая плёнка ниобата бария-стронция ($Ba_{0,5x}Sr_{1-0,5x}Nb_2O_6$ — NBS) — материала с высокими значениями диэлектрической проницаемости (более 1000–3000). Толщины плёнок ITO и сегнетоэлектрической плёнки составляли 0,1–0,5 мкм и 0,3–1 мкм соответственно, площадь исследуемого элемента — 10^{-7} м². Технология получения плёнок NBS и основные их электрофизические свойства описаны в [12, 13]. До приложения к структуре импульса напряжения V_p исходная величина зазора dz определялась прикладываемым к образцу постоянным напряжением смещения $V_{см}$ и составляла 0,2–2 мкм.

Распределение напряжённости электрического поля в указанной структуре таково, что основная часть падения напряжения приходится на воздушный зазор, при этом его

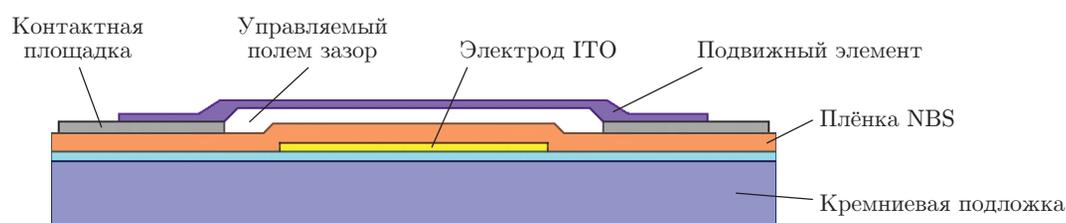


Рис. 4. Схема исследуемой структуры

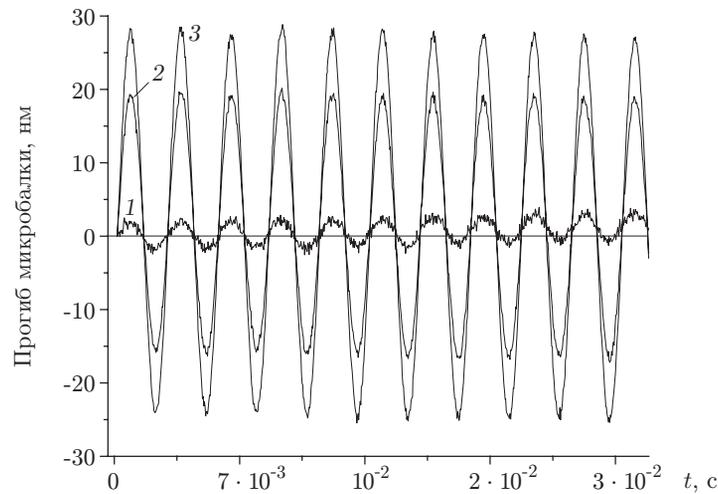


Рис. 5. Изменение во времени амплитуды перемещения

электрической пробой не происходит даже при нанометровых значениях dz . При действии импульса напряжения ПЭ смещается к поверхности сегнетоэлектрика. Поверхность подвижного электрода локально прогибается (эффект «металлической резины») и после окончания действия импульса напряжения возвращается в исходное состояние с высокой скоростью (микронаносекундный диапазон) [14].

Далее исследовалась амплитуда перемещения ПЭ под действием $V_p = 0,02\text{--}2$ В. Величина перемещения выбиралась с учётом специфики функционирования ДР в пределах четверти длины световой волны и составляла $0,001\text{--}0,15$ мкм, частота следования импульсов — $50\text{--}5000$ Гц.

Основными характеристиками исследуемых элементов являются чувствительность величины перемещения от управляющего напряжения V_p и скорость перехода ПЭ из одного состояния в другое. Для определения этих параметров исследуемый образец закреплялся неподвижно в измерительном плече интерферометра. Лазерный луч фокусировался на поверхность ПЭ, его диаметр составлял $5\text{--}7$ мкм. Исходное положение ПЭ задавалось постоянным смещением, которое выбиралось в пределах $10\text{--}50$ В.

На рис. 5 представлена зависимость амплитуды перемещения ПЭ от величины V_p при возбуждении синусоидальных колебаний с частотой 700 Гц, величине напряжения смещения $V_{см} = 25$ В. Кривые 1, 2, 3 соответствуют значениям $V_p = 0,05, 0,5, 0,75$ В соответственно.

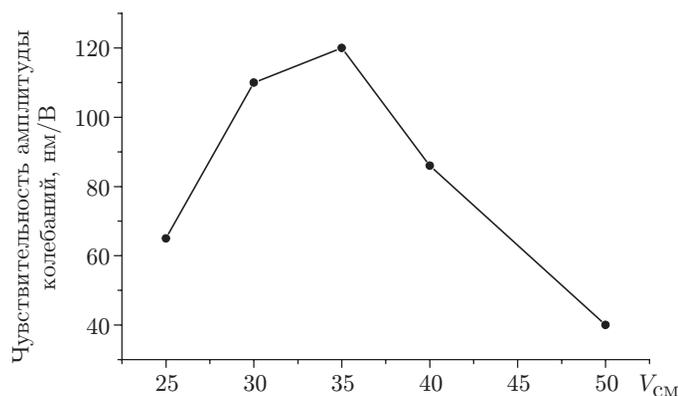


Рис. 6. Зависимость чувствительности амплитуды колебаний ПЭ от $V_{см}$

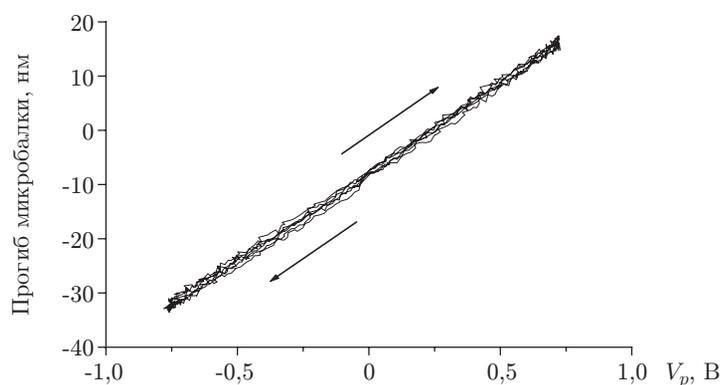


Рис. 7. Гистерезис местоположения ПЭ при изменении амплитуды V_p

При изменении величины исходного зазора за счёт вариации $V_{см}$ изменяется и чувствительность амплитуды колебаний ПЭ к амплитуде напряжения V_p . В указанной структуре она максимальна при $V_{см} = 30$ В, $V_p = 1,2$ В и составляет 120 нм/В (рис. 6).

Установлено, что в исследуемой структуре не наблюдается эффект гистерезиса на кривой положение ПЭ — управляющее напряжение V_p (рис. 7), характерный для элементов известных управляемых полем дифракционных решёток, в которых петля гистерезиса может достигать 30 % прикладываемого напряжения (эффект механической памяти за счёт накопления заряда в тонкой плёнке Si_3N_4 , составляющей конструкцию подвижного электрода ДР).

Заключение. Показано, что использование гетеродинного лазерного интерферометра со стабилизированным по частоте He—Ne-лазером, предварительной калибровки оцифрованных значений сигналов интерферометра при малом времени измерения перемещения (менее 1 мс) дают возможность свести дискретность измерения местоположения ПЭ MEMS до 0,6 нм.

Установлено, что в исследуемой тонкоплёночной структуре амплитуда перемещения ПЭ практически линейно зависит от амплитуды импульса напряжения, а максимальная чувствительность ПЭ к импульсному воздействию при длительности импульса в несколько микросекунд составляет 100–200 нм/В, диапазон перемещений ПЭ находится в пределах 0,01–0,5 длины световой волны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Косцов Э. Г. Состояние и перспективы микро- и нанoeлектромеханики // Автометрия. 2009. 45, № 3. С. 3–52.
2. Lester G., Strudwick A., Coulston S. Electronically switchable diffractive optical elements // Opto-Electron. Rev. 2004. 12, N 3. P. 313–316.
3. Verheggen J. P., Khan-Raja W., Castracane J. Optimization of diffractive MEMS for optical switching // Journ. Experimental Nanosci. 2007. 2, N 1–2. P. 87–100.
4. Багинский И. Л., Косцов Э. Г. Ёмкостные MEMC-акселерометры сверхвысоких ускорений // Автометрия. 2017. 53, № 3. С. 107–116.
5. Косцов Э. Г., Соколов В. С. Низковольтный элемент программируемой полем динамической дифракционной решётки // Автометрия. 2010. 46, № 3. С. 101–109.
6. Соколов В. С., Косцов Э. Г., Щербаченко А. М. и др. Микровибрации конструкций капитальных строений как источник возобновляемой энергии для МЭМС-генераторов // Нано- и микросистемная техника. 2009. 102, № 1. С. 42–47.

7. **Hosoe S.** Laser interferometric system for displacement measurement with high precision // Nanotechnology. 1991. **2**, N 2. P. 88–95.
8. **Кирьянов В. П., Кокарев С. А.** Лазерно-интерферометрический преобразователь перемещений с субнанометровым разрешением // Автометрия. 1998. № 2. С. 3–7.
9. **Пат. 151073 РФ.** Устройство преобразования сигналов интерферометра для высокоточных измерителей перемещений /В. С. Соболев, А. М. Щербаченко. Опубл. 20.03.2015; Бюл. № 8.
10. **Левитес А. Ф., Телешевский В. И.** Гетеродинный лазерный интерферометр с акустооптическим модулятором // Приборы и техника эксперимента. 1974. **17**, № 6. С. 139–140.
11. **Маркович И. И.** Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2012. 192 с.
12. **Kostsov E. G.** Ferroelectric barium-strontium niobate films and multi-layer structures // Ferroelectrics. 2005. **314**, N 1. P. 169–187.
13. **Иванов С. Д., Косцов Э. Г.** Тепловые приёмники неохлаждаемых многомерных тепловизионных матриц. Ч. II. Новые, нетеплоизолированные элементы // Автометрия. 2016. **52**, № 1. С. 104–115.
14. **Kostsov E. G.** Electromechanical energy conversion in the nanometer gaps // Proc. SPIE. 2008. **7025**. 70251G.

Поступила в редакцию 23 января 2018 г.
