

РАСТРОВЫЙ ТЕРМОВОЛНОВОЙ МЕТОД

С. А. Винокуров, А. М. Скалерис

Рассмотрена теория растрового термоволнового метода на основе численного фурье-анализа. В этом методе реализуется нечувствительный к вибрациям фазовый механизм формирования сигнала, а передача изображения одного растра на другой обеспечивает снижение шумов за счет уменьшения засветки датчика, а также увеличение сигнала. Проведен сравнительный анализ вариантов метода с регистрацией сигнала одноэлементным и дифференциальным позиционным датчиками, определены условия оптимальной их реализации. Приведены результаты экспериментальной оценки обоих вариантов метода. В сравнительном эксперименте при идентичных условиях растровый метод обеспечил повышение чувствительности более чем на порядок по сравнению с дефлекционным термоволновым методом. Также показана возможность компенсации рассеянного излучения.

В последнее время широкое распространение в спектроскопии конденсированных сред получили бесконтактные термоволновые методы [1]. Их можно разделить на две основные группы. В первой информацию получают, используя амплитудный механизм формирования сигнала. Наиболее известен среди них термоволновой дефлекционный метод, в котором регистрируют периодическое отклонение считывающего луча, проходящего через оптическое градиентное возмущение над образцом или внутри него при воздействии модулированного излучения [2]. Отклонение считывающего луча (амплитудный параметр) очень восприимчиво к внешним воздействиям, поэтому измерительные схемы требуют специальной виброзащиты.

Во второй группе сигнал образуется за счет фазовых сдвигов в считывающем луче. Например, предложены интерференционные термоволновые методы, в которых этот луч каким-либо образом предварительно разделяют и только одну его часть пропускают через область оптического возмущения, вносящую дополнительный фазовый сдвиг. Затем разделенные части луча сводятся и интерферируют между собой, создавая переменную в пространстве или во времени составляющую в световом потоке [3, 4]. При высокой чувствительности здесь существенно ниже восприимчивость к акустическим помехам.

В известных схемах реализации этих методов на регистрирующий датчик попадает все или значительная часть излучения считывающего луча, как малая полезная периодическая составляющая, так и существенно большая постоянная засветка, которая и определяет уровень шумов.

Снизить постоянную засветку при регистрации малых оптических возмущений позволяют растровые схемы передачи изображения. Такие устройства давно используют для регистрации малых колебаний зеркальных мембран и пластинок [5, 6].

Нами предложен и реализован высокочувствительный растровый термоволновой метод с передачей изображения одного растра на другой [7]. Использование когерентного излучения позволило реализовать невосприимчивый к помехам фазовый механизм формирования сигнала, а передача изображения растра дала возможность уменьшить постоянную засветку фотодатчика и одновременно повысить уровень сигнала. В результате чувствительность метода по сравнению с дефлекционным была повышена более чем на порядок.

В настоящей работе рассмотрена количественная теория предложенного метода и оценены его реальные возможности. Приведены экспериментальные данные.

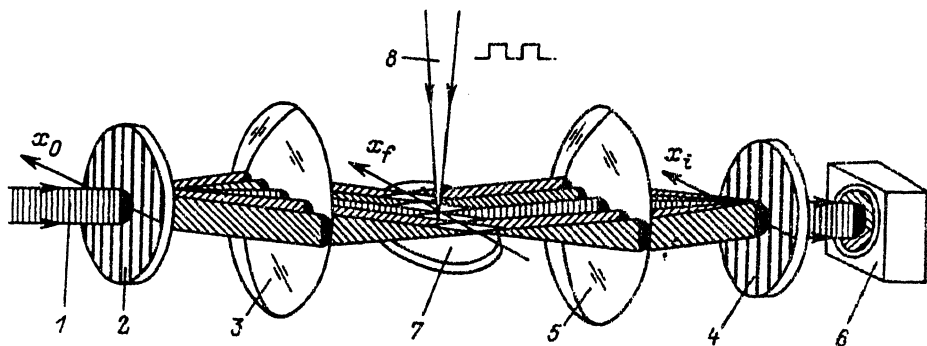


Рис. 1. Схема реализации растрового термоволнового метода.

1 — считывающий луч; 2, 4 — растры; 3, 5 — положительные линзы; 6 — датчик; 7 — образец; 8 — возбуждающий модулированный луч.

Одна из возможных схем реализации растрового термоволнового метода приведена на рис. 1. Она содержит два линейчатых растра и телескопическую ретрансляционную систему для передачи изображения одного растра на другой. Когерентный считывающий луч разлагается растром в дифракционный спектр и затем преобразуется положительной линзой в ее фокальной плоскости в фурье-образ растра. Вторая линза в своей фокальной плоскости, где расположен второй растр, восстанавливает фурье-образ в действительное изображение растра.

Изучаемый образец освещается модулированным излучением с угловой частотой модуляции ω . Периодически нагревающаяся область над образцом (как на рис. 1) или в образце совмещается с наиболее интенсивным нулевым порядком дифракции фурье-образа, внося в него дополнительный фазовый сдвиг, определяемый как

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{dn}{dT} \bar{T} L \exp(j\omega t), \quad (1)$$

где λ — длина волны считывающего луча; dn/dT — температурный коэффициент показателя преломления; \bar{T} — среднее периодическое повышение температуры на пути луча в области оптического возмущения; L — длина области оптического возмущения, проходимая считывающим лучом; t — время.

Для каждого конкретного случая $\Delta \varphi$ можно определить, используя, например, известные решения для температурного поля при воздействии модулированного излучения [8]. В результате происходит периодическое искажение изображения растра, т. е. периодически меняется световой поток, проходящий через второй растр на фотодатчик. Возникает периодический сигнал. Если изображение штрихов первого растра приходится на промежутки между штрихами второго растра, то постоянная засветка фотодатчика существенно снижается. Сигнал здесь образуется за счет изменения интенсивности во времени, и для его регистрации достаточно обычного фотодиода. При небольшом изменении настройки схемы может быть использован и позиционный датчик с дифференциальной регистрацией сигнала, обеспечивающей существенную компенсацию нестабильности во времени считывающего луча.

Ниже рассмотрены оба эти варианта метода. Причем в каждом варианте анализируются две практически важные ситуации. В одной в формировании изображения симметрично участвуют высшие дифракционные порядки с обеих сторон от нулевого порядка (как на рис. 1). В другой высшие порядки по одну сторону от нулевого устранены (например, при перпендикулярной к поверхности образца ориентации линейки порядков, как на рисунке в [7]).

Общий алгоритм расчетов следующий. Световая волна с амплитудой U_0 падает на растр с функцией пропускания t_1 , которая для черно-белого растра определяется как

$$t_1(x) = \begin{cases} 1, & \text{когда } \sin \left[\pi \left(\frac{x}{b} + \frac{1}{2} \right) \right] \geq 0, \\ 0 & \text{в остальных случаях,} \end{cases} \quad (2)$$

где b — ширина штрихов растра.

Применяя фурье-преобразование к функции пропускания t_1 , получаем распределение амплитуды световой волны в плоскости фурье-образа [9]

$$U_f(x_f) = \frac{U_0}{\mu F_1} \exp \left[j \frac{k}{2F_1} \left(1 - \frac{d_0}{F_1} \right) x_f^2 \right] \int_{-\infty}^{+\infty} t_1(x_0) \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda F_1} x_0 x_f \right] dx_0, \quad (3)$$

где F_1 — фокусное расстояние первой линзы, x_0 и x_f — координаты в плоскости растра и фурье-образа соответственно, d_0 — расстояние от растра до линзы, $k = (2\pi)/\lambda$ — волновое число.

Вносимый в плоскости x_f дополнительный фазовый сдвиг приводит фурье-образ к виду

$$U_f'(x_f) = U_f(x_f) \exp [j \Delta\varphi(x_f)]. \quad (4)$$

Применяя повторное фурье-преобразование к (3) и (4), получаем амплитуду изображения в фокальной плоскости за второй линзой с фокусным расстоянием F_2

$$U_i(x_i) = \frac{1}{\mu F_2} \int_{-\infty}^{+\infty} U_f(x_f) \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda F_2} x_f x_i \right] dx_f \quad (5)$$

или

$$U_i'(x_i) = \frac{1}{\mu F_2} \int_{-\infty}^{+\infty} U_f'(x_f) \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda F_2} x_f x_i \right] dx_f. \quad (6)$$

Чтобы определить амплитуду световой волны за вторым растром, домножаем (5) и (6) на функцию пропускания второго растра t_2 . Величина сигнала S определяется как разность интенсивностей (квадратов амплитуд световой волны)

$$S = (U_i^2 - U_i'^2) \cdot t^2. \quad (7)$$

Фазовый сдвиг сигнала относительно модуляции возбуждающего луча складывается из двух компонент. Первая определяется фазовым сдвигом колебания температуры на пути считывающего луча, т. е. рассчитывается из задачи теплопроводности для рассматриваемого типа образцов. Вторая — расположением изображения штрихов первого растра на втором, т. е. является величиной постоянной для данной настройки схемы и учитывается при калибровке.

По данному алгоритму провели численный анализ. Полагали $F_1 = F_2$ и $t_1 = t_2$. Расчеты проводили для растров с прямоугольным профилем, с шириной штрихов и промежутков между штрихами по 0.05 мм. Длину волны считывающего луча принимали равной 0.63 мкм.

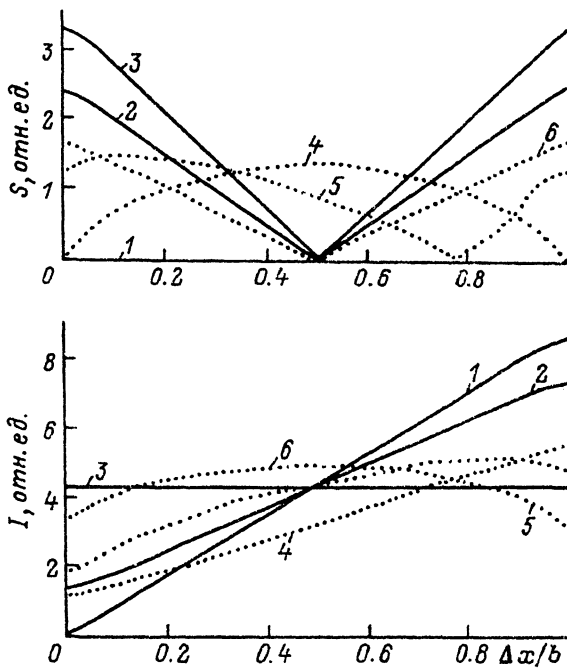


Рис. 2. Зависимость сигнала S и засветки датчика I от смещения штрихов изображения Δx относительно штрихов второго раstra.

Сплошная линия — для симметричного прохождения порядков дифракции; пунктир — для несимметричной картины, когда половина порядков с одной стороны от нулевого перекрыта; 1, 4 — при смещении первого раstra от фокальной плоскости первой линзы $y = 0$; 2, 5 — при $y = 4$; 3, 6 — 8 мм.

Регистрация сигнала одноэлементным датчиком

Здесь сигнал создается за счет полного периодического изменения интенсивности светового потока за вторым растром. Штрихи изображения первого раstra параллельны штрихам второго раstra. Рассматриваем, как влияет на сигнал и на уровень освещенности фотодатчика смещение штрихов изображения Δx в направлении оси x ; и первого раstra y из фокальной плоскости линзы. Интенсивность светового потока на фотодатчике определяет уровень шумов, складывающихся из дробового шума датчика, пропорционального корню квадратному из интенсивности, и шумов за счет нестабильности излучения в пространстве и времени, пропорциональных интенсивности в первой степени. Суммарный шум зависит от стабильности конкретного используемого источника.

При симметричном прохождении дифракционных порядков сигнал возникает за счет изменения контраста изображения при внесении фазового сдвига $\Delta\varphi$. Когда растры расположены строго в фокальных плоскостях линз, сигнал мал и нелинейно зависит от $\Delta\varphi$. На рис. 2 кривая I , соответствующая расположению первого раstra на расстоянии $d_0 = F_1$ от линзы, отвечает уровням сигнала в отн. ед. $\sim 10^{-2}$ и в линейном масштабе практически сливается с осью абсцисс. Но уже при небольшом смещении растров из фокальной плоскости сигнал быстро возрастает (до двух порядков) и зависимость от $\Delta\varphi$ становится устойчиво линейной. Это происходит за счет фазового искривления фурье-образа, определяемого выражением под знаком экспоненты перед интегралом в формуле (3). На практике из-за неточностей установки это фазовое искривление всегда присутствует.

Сигналы максимальны по величине, но противоположны по фазе, когда штрихи изображения приходятся на промежутки между штрихами второго раstra

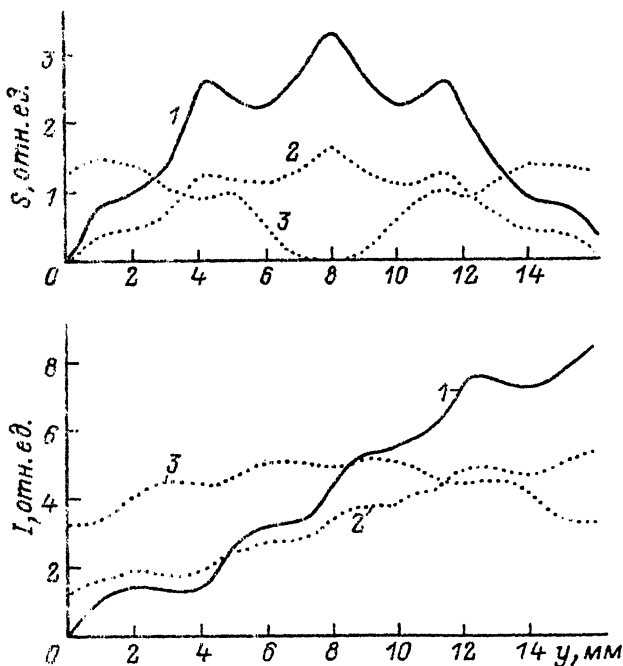


Рис. 3. Зависимость сигнала S и засветки датчика I от смещения y первого раstra от фокальной плоскости первой линзы.

$\Delta x/b$: 1, 2 — 0; 3 — 0.5.

($\Delta x/b = 0$) или на штрихи ($\Delta x/b = 1$) (рис. 2). В промежуточных положениях сигнал ослабляется взаимной компенсацией темных и светлых зон, а при смещении изображения на половину ширины штриха полностью отсутствует. Наибольшей чувствительности можно достигнуть, когда максимуму сигнала соответствует минимум освещенности датчика ($\Delta x/b = 0$).

Изменение сигнала и засветки датчика при смещении раstra из фокальной плоскости (рис. 3) не зависит от фокусного расстояния линз. Масштаб по оси абсцисс пропорционален λ/b^2 . Для $\lambda = 0.63$ мкм и $b = 0.05$ мм оптимально по отношению сигнала к засветке смещение раstra на ~ 4 мм при $\Delta x/b = 0$. Мощность излучения на датчике при этом в ~ 12 раз меньше мощности считывающего луча.

При несимметричной картине, когда высшие порядки с одной стороны от нулевого порядка срезаны, сигнал образуется за счет смещения изображения раstra вдоль координаты x_i при внесении фазового сдвига $\Delta\varphi$. Здесь сигнал всегда линейно связан с $\Delta\varphi$.

Если учитывать все порядки с одной стороны от нулевого, то сигнал не зависит от взаимного смещения изображения и второго раstra. На практике часть высших порядков дифракции всегда обрезается конечной апертурой линз и других элементов. Приведенные на рис. 2 и 3 результаты рассчитали для реальной ситуации, ограничиваясь порядками с нулевого по десятый. Сигнал в этом случае зависит не только от смещения раstra из фокальной плоскости, но и от взаимного расположения изображения и второго раstra. Так, при смещении из фокальной плоскости на 8 мм сигнал максимален при $\Delta x/b = 0$ или $\Delta x/b = 1$, а при отсутствии смещения этим точкам соответствует минимум сигнала.

Зависимости для сигнала и засветки, представленные на рис. 3, периодически повторяются. Для засветки с периодом в ~ 64 мм, а для сигнала — в ~ 32 мм, так как он определяется квадратом амплитуды световой волны (для амплитуды период 64 мм). Расчет не учитывает постепенное ослабление и искажение сигнала

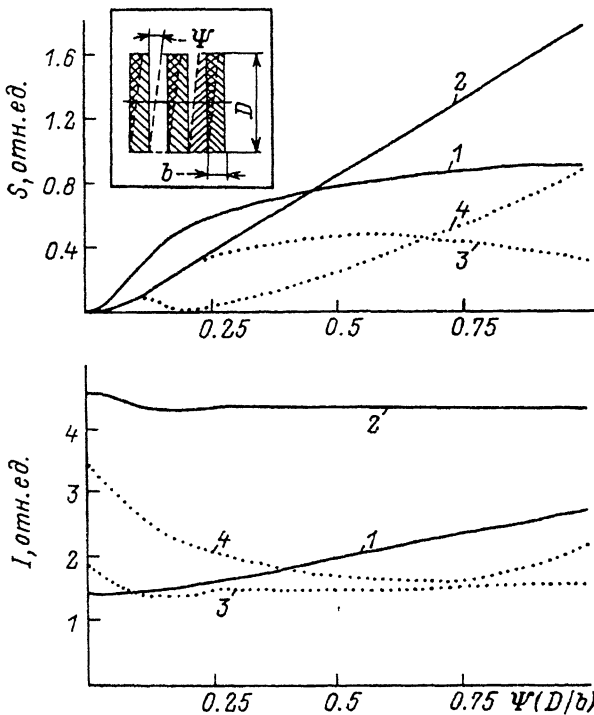


Рис. 4. Зависимость сигнала S и эффективной засветки датчика I при регистрации позиционным датчиком от поворота штрихов изображения Ψ (см. вставку).

y , мм: 1, 3 — 4; 2, 4 — 8.

за счет расхождения порядков дифракции по мере удаления от фокальной плоскости и уменьшения их количества в апертуре линзы, но для первого периода этими эффектами можно пренебречь.

В рассмотренном диапазоне изменения параметров $\Delta x/b$ и y симметричный вариант по отношению сигнала к засветке, как правило, превышает несимметричный вариант в 1.5—2 раза, а в точке $y = 4$ мм, наиболее оптимальной для обоих вариантов, — почти в три раза.

Регистрация сигнала дифференциальным позиционным датчиком

Как известно, дифференциальная регистрация световых потоков позволяет до двух—трех порядков снизить уровень шумов, создаваемых нестабильностью излучения [2]. В предыдущих вариантах измерений колебания светового потока и постоянная засветка неизменны по длине штрихов и равномерны для всех штрихов в апертуре луча. Поэтому дифференциальный позиционный датчик не будет вырабатывать сигнала на выходе. Для образования сигнала необходимо создание направленной неравномерности светового потока в плоскости датчика. Это реализуется, например, при небольшом повороте штрихов одного из растров (см. вставку на рис. 4). При этом освещенность верхней и нижней половины апертуры (двух элементов позиционного датчика) становится различной. Регулируя усиление одного из каналов дифференциального датчика, компенсируем это различие в освещенности, обеспечивая тем самым компенсацию нестабильности излучения. Периодические колебания излучения в двух половинах апертуры

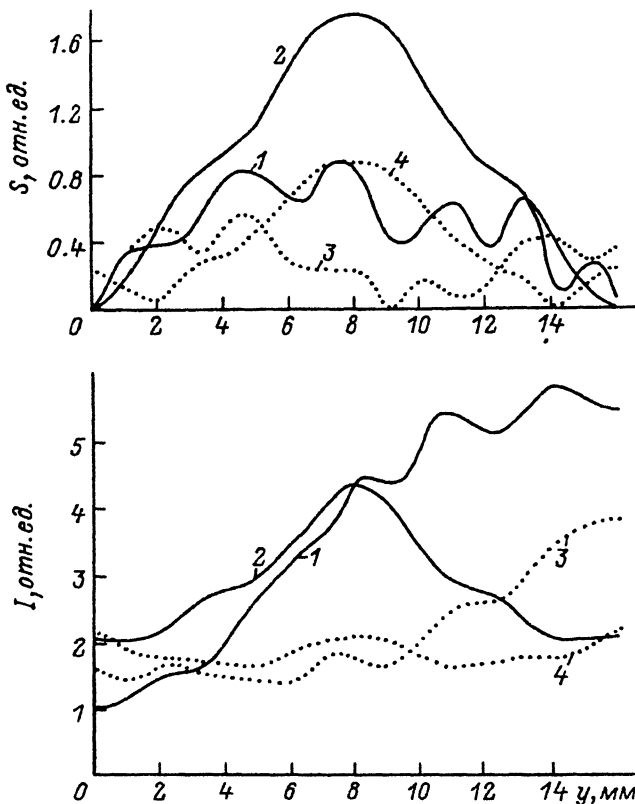


Рис. 5. Зависимость сигнала S и эффективной засветки датчика I от смещения y первого раstra из фокальной плоскости линзы.

1, 3 — при $\Psi(D/b) = 0.5$; 2, 4 — 1.

различаются иначе, и их компенсации не происходит. В результате на выходе датчика получаем полезный сигнал.

В расчетах апертуру луча делили пополам, вычисляли сигнал и величину засветки в каждой половине, сигнал для более освещенной половины уменьшали пропорционально отношению уровней засветки и определяли результирующий разностный сигнал. Полную эффективную засветку датчика определяли как сумму мощности излучения на менее освещенной половине апертуры и уменьшенной в указанное число раз мощности излучения на более освещенной половине, т. е. фактически как удвоенную засветку менее освещенной половины.

Угол поворота Ψ штрихов второго (или первого) раstra меняли от исходного положения, когда штрихи первого раstra точно проецируются в промежутки между штрихами второго раstra, до положения, когда с одной стороны по высоте штриха они сместятся на штрихи второго раstra. Это соответствует изменению значений величины $\Psi \cdot D/b$ от 0 до 1, где D — апертурный размер.

Как и ранее, рассматривали случай симметричного прохождения высших порядков дифракции относительно нулевого порядка. Зависимости сигнала и засветки датчика от угла поворота и смещение раstra из фокальной плоскости приведены на рис. 4 и 5.

При определенных смещениях раstra (на ~ 4 мм для нашего случая) отношение сигнала к величине эффективной засветки датчика мало меняется и остается близким к оптимальному для всех углов поворота, кроме самых малых, что делает несложным процесс настройки схемы. Величина эффективной посто-

янной засветки датчика при этом составляет $\sim 1/8$ от полной мощности считывающего луча при симметричном прохождении порядков. Несимметричный вариант незначительно уступает по чувствительности.

По мере смещения раstra из фокальной плоскости уровень освещенности двух половин апертуры за счет увеличения фазового искажения сближается. Для случая симметричного прохождения порядков дифракции при смещении на 8 мм (для наших исходных данных) он становится одинаковым и не зависит от угла поворота раstra. Эффективная засветка датчика при этом составляет $1/4$ от полной мощности считывающего луча. При угле поворота, соответствующем $\Psi \cdot D/b = 1$, отношение сигнала к уровню засветки здесь оптимально и даже немного выше, чем при смещении раstra на 4 мм. Но здесь величина сигнала чувствительна к углу поворота. При смещении более чем на 8 мм уровень освещенности нижней половины апертуры больше, чем верхней, поэтому теперь в расчетах полного сигнала и эффективной засветки уменьшали сигнал и засветку нижней половины апертуры. Снижение полной эффективной засветки и сигнала продолжается до смещения на 16 мм. Затем весь процесс периодически повторяется с периодом 32 мм.

При одностороннем прохождении порядков дифракции такая перемена в уровнях освещенности происходит при смещении, зависящем от угла поворота раstra. Использование одноэлементного датчика дает в оптимальных условиях отношение сигнала к полной мощности засветки \sim в 4 раза больше, чем оптимальные его значения при дифференциальной регистрации сигнала позиционным датчиком. Но у позиционного датчика есть свои существенные преимущества.

Хотя при использовании одноэлементного датчика также можно обеспечить дифференциальную регистрацию, отведя часть излучения на второй датчик, но все же за счет разного пути прохождения и разного внешнего воздействия на разделенные лучи компенсация нестабильности излучения может быть менее полной. Применение позиционного дифференциального датчика обеспечивает более качественную компенсацию, так как нет разделения луча и все внешние воздействия одинаково воспринимаются отдельными элементами датчика. Поэтому набор той или иной схемы регистрации будет зависеть и от уровня стабильности используемого источника.

К другим преимуществам позиционного датчика относится возможность обеспечения с его помощью компенсации рассеянного излучения. И технически такое решение более изящно.

Проведенный выше количественный анализ для простоты выполнен в предположении равномерной по сечению интенсивности считывающего луча и квадратной апертуре. Приведенные на рисунках результаты рассчитаны на один период раstra. При этих допущениях они равны для всех штрихов в апертуре луча и полные сигнал и засветка получаются при их умножении на количество штрихов в апертуре N . Масштаб по оси ординат для величины сигнала на один период не зависит от ширины штрихов, а для полной мощности засветки прямо пропорционален ширине штриха. Поэтому во всех случаях величина полного сигнала при постоянных мощности и апертуре считывающего луча прямо пропорциональна ширине штрихов раstrов. Для анализа схем с растрами, имеющими другую ширину штрихов b_2 , и при другой длине волны λ_2 масштаб по оси абсцисс на рис. 3 и 5 следует умножить на величину $b_2^2 \cdot \lambda_1 / b_1^2 \cdot \lambda_2$, где $b_1 = 0.05$ мм, $\lambda_1 = 0.63$ мкм.

Ситуация, когда первый растр зафиксирован в фокальной плоскости линзы, а смещается из фокальной плоскости второй растр, эквивалентна рассмотренной. Смещение обоих раstrов в одном направлении, но на разную величину эквивалентно оставлению одного из раstrов в фокальной плоскости и смещению другого на разностную величину (с учетом периодичности зависимости сигнала от смещения).

Переход к гауссову распределению интенсивности и круглой апертуре изменяет результаты не более чем на 10 %, т. е. они вполне применимы к реальным ситуациям.

В экспериментальной установке, собранной согласно схеме на рис. 1, телескоп был образован двумя одинаковыми линзами с фокусным расстоянием по 25 мм. В основном использовали черно-белые растры от оптического микрофона с шириной штрихов и промежутками между штрихами по 0.05 мм, полученные методом фотолитографии. Для создания считывающего луча использовали одномодовый гелий-неоновый лазер ЛГ-72 мощностью 0.5 мВт на длине волны 0.63 мкм. Возбуждающим служило излучение гелий-неонового лазера ЛГ-79-1 мощностью ~ 15 мВт с той же длиной волны 0.63 мкм, модуляцию которого осуществляли механическим модулятором.

В качестве образцов были взяты металлизированные зеркала-диски из стекла КВ с покрытием из алюминия, обеспечивающим поверхностное поглощение ~ 14 % на длине волны 0.63 мкм.

В схеме с одноэлементным датчиком сигнал регистрировали фотодиодом ФД-24К, а с позиционным датчиком — позиционным квадрантным фотодиодом ФД-22КП, приемные площадки которого попарно соединили. При регистрации одноэлементным датчиком часть излучения до первого раstra отводили на второй такой же одноэлементный датчик, устанавливали усиление в этом канале, пропорциональное отношению постоянных засветок двух датчиков, и включали их по дифференциальной схеме. С позиционным датчиком настройку проводили, как описано выше.

Для одинаковой величины постоянной засветки уровень шума за счет нестабильности излучения с позиционным датчиком был всего в ~ 1.5—2 раза ниже, т. е. по этому параметру выигрыш в нашей схеме был несущественным. Это объясняется малыми размерами схемы. Вся она компактно размещалась на основании 25 × 35 см.

Применение позиционного датчика дало возможность более чем на порядок уменьшить фоновый сигнал от рассеянного излучения, что и позволило использовать в качестве считывающего и возбуждающего лазеры с одинаковой длиной волны генерации. Часто требуется знать поглощение на длине волны 0.63 мкм, а стабильные, малогабаритные одномодовые гелий-неоновые лазеры, удобные для считывания, также работают на этой длине волны, поэтому такой случай практически важен. Некоторая свобода в выборе уровня усиления двух каналов датчика позволяет установить отношение усиления, точно равное отношению уровней засветки элементов датчика рассеянным излучением, и обеспечить его эффективную компенсацию. В нашем случае это отношение было около единицы.

В пересчете на мощность возбуждающего излучения 1 Вт была реализована предельная чувствительность (сигнал/шум = 1) к поверхностному поглощению [10] при частоте модуляции 12 Гц и полосе пропускания 1 Гц. В обычной дефлекционной схеме, которую получили сняв растры, чувствительность была хуже более чем на порядок. Например, с позиционным датчиком и смещением первого раstra с шириной штрихов ~ 0.05 мм на 8 мм от фокальной плоскости сигнал был ~ в 2.5—3 раза выше, а уровень шумов в 4 раза ниже, чем в той же схеме, но без растров. С одноэлементным датчиком и дифференциальной регистрацией для оптимальных условий выигрыш был в ~ 2 раза выше, но там полностью проявлялось рассеяние.

Для проверки зависимости сигнала от ширины шага раstra устанавливали в схему более грубые растры до одного штриха на 1 мм. Получили линейную зависимость от ширины шага, как следует и из расчетов, т. е. чувствительность растрового метода может быть еще увеличена за счет применения более мелких растров.

Линейную зависимость сигнала от величины поглощенной поверхностью образца мощности излучения подтвердили, устанавливая на пути возбуждающего луча калиброванные ослабляющие светофильтры.

Описанный метод может быть реализован как с одинаковыми растрами при передаче изображения в масштабе 1:1, так и с различными при использовании телескопа с соответствующим увеличением. Если растры достаточно грубые и

дифракционные порядки расходятся мало, то можно обойтись для передачи изображения и одной линзой, так как в этом случае в плоскости восстановленного изображения дифракционные порядки, расширяясь почти полностью, перекрывают друг друга, создавая изображение раstra. При уменьшении шага раstra дифракционные порядки все больше расходятся и перекрытие все менее полное, поэтому для получения изображения необходима телескопическая система. К тому же и настройка в параллельных лучах проще, чем в расходящихся.

Для случая зеркально отражающих образцов передача изображения может быть получена и при отражении фурье-образа от поверхности образца, когда считывающий луч направлен под углом или перпендикулярно к поверхности. Таким способом можно исследовать крупногабаритные зеркала. В отличие от подобного варианта дефлекционного метода [10, 11], в котором сигнал образуется за счет выпучивания или смещения поверхности, здесь может быть реализован тот же механизм образования сигнала за счет дополнительного фазового сдвига $\Delta\varphi$ в результате периодического повышения температуры.

Список литературы

- [1] Сверхчувствительная лазерная спектроскопия / Под ред. Д. Клайджера. М.: Мир, 1988. 520 с.
- [2] Jackson W. B., Amer N. M., Vocara A. C., Fournier D. // Appl. Opt. 1981. Vol. 20. N 8. P. 1333—1344.
- [3] Chen L., Zhang S. Y. // Appl. Phys. Lett. 1987. Vol. 50. N 19. P. 1340—1342.
- [4] Новиков М. А., Игнатьев С. В., Королев Ю. И., Розенталь А. Е. // Высокочистые вещества. 1988. № 1. С. 225—227.
- [5] Панкратов Н. А. // ОМП. 1960. № 1. С. 37—48.
- [6] Hane K., Kanie T., Hattori S. // J. Appl. Phys. 1988. Vol. 64. N 4. P. 2229—2232.
- [7] Винокуров С. А., Панкратов Н. А., Скалерис А. М. // Письма в ЖТФ. 1990. Т. 16. Вып. 15. С. 8—12.
- [8] Nie Y.-X., Bertrand L. // J. Appl. Phys. 1989. Vol. 65. N 2. P. 438—447.
- [9] Гудмен Дж. Введение в фурье-оптику. М.: Мир, 1970. 364 с.
- [10] Rosencwaig A., Opsal J., Willenborg D. L. // Appl. Phys. Lett. 1983. Vol. 43. N 2. P. 166—168.
- [11] Olmstead M. A., Amer N. M. // Phys. Rev. B. 1984. Vol. 29. N 12. P. 7048—7050.

Поступило в Редакцию
4 декабря 1990 г.