

УДК 531.7 : 621.317

В. П. Кирьянов

(Новосибирск)

**МЕТОД ПРЯМОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ ФАЗЫ  
КВАДРАТУРНЫХ СИГНАЛОВ И ЕГО ИСПОЛЬЗОВАНИЕ  
В СИСТЕМАХ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ  
С НАНОМЕТРОВЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ**

Приводится описание нового алгоритма обработки выходных квадратурных сигналов фотоэлектрических датчиков перемещений. Показано, что его применение в системах числового программного управления дает возможность позиционировать исполнительные механизмы прецизионных систем с разрешением не хуже 1 нм.

**Введение.** Современные системы числового программного управления (ЧПУ) широко используют в своем составе датчики с квадратурными выходными сигналами. Особенности связи контролируемых перемещений с параметрами этих сигналов привели к созданию специальных методов их обработки, среди которых наиболее известен алгоритм двунаправленного (реверсивного) счета полос [1]. Его практическая реализация характеризуется тем, что контролируемый параметр оказывается квантованным с шагом, равным периоду сигналов или кратным его долям (половине или четверти). Этот шаг квантования и определяет в конечном итоге разрешающую способность систем ЧПУ. Повышение их разрешающей способности за счет различных методов (алгоритмов) интерполяции сопровождается существенным усложнением входных цепей системы и повышением требований к быстродействию элементов, особенно в тех случаях, когда обеспечено значительное (в десять и более раз) повышение разрешающей способности ЧПУ. Поэтому реально в них реализованы сравнительно небольшие (в пределах одного порядка) коэффициенты интерполяции.

Новейшие технологии микроэлектроники и микромеханики требуют надежных методов повышения на два—три порядка разрешающей способности систем ЧПУ.

В данной работе рассматривается вариант решения подобной задачи путем прямого восстановления фазы квадратурных сигналов непосредственно из выходных сигналов датчика, который в случае применения в системе лазерного интерферометра гомодинного типа позволит получить разрешающую способность систем ЧПУ около 1 нм.

Алгоритм двунаправленного (реверсивного) счета полос в системах ЧПУ. Выходные квадратурные сигналы фотоэлектрических датчиков представляют собой, как правило, два периодических сигнала  $U_1$  и  $U_2$  равной частоты и синусоидальной формы, сдвинутые между собой по фазе точно на  $\pm 90^\circ$ :

$$U_1 = U_m \sin 2\pi \frac{\Delta x(t)}{h} = U_m \sin \varphi(t), \quad (1)$$

$$U_2 = U_m \sin \left( 2\pi \frac{\Delta x(t)}{h} \pm \pi/2 \right) = \pm U_m \cos \varphi(t). \quad (2)$$

Здесь  $\varphi(t) = 2\pi \frac{\Delta x(t)}{h}$  — фаза сигналов;  $\Delta x(t)$  — контролируемое перемещение;  $h$  — период изменения сигналов датчика;  $U_m$  — амплитуда сигналов. В случае растровых преобразователей и интерферометров Тальбота (преобразователей на дифракционных решетках)  $h$  равен шагу растра или периоду дифракционной решетки соответственно. В случае интерферометров Майкельсона  $h = 1/2 \lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны лазера, освещающего интерферометр.

Как следует из (1) и (2), искомый параметр  $\Delta x(t)$  передается фазой выходных сигналов датчика, в то время как для входных устройств ЧПУ доступны, прежде всего, мгновенные значения сигналов (1) и (2). Эта особенность привела к созданию специальных методов регистрации информации, передаваемой квадратурными сигналами. Среди них наиболее известен алгоритм двунаправленного (реверсивного) счета полос, предложенный Е. Пеком и С. Обецом еще в 1953 году [1] и до последнего времени используемый в системах ЧПУ практически в неизменном виде.

На рис. 1 представлен процесс преобразования  $\Delta x(t)$  (рис. 1, а) в сигналы  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$  (рис. 1, б, в) и их последующие трансформации в соответствии с данным алгоритмом, который предполагает предварительное преобразование аналоговых сигналов вида (1) и (2) в дискретные типа меандра (рис. 1, г, д). Физически эту операцию осуществляют специальные элементы, известные как компараторы напряжений. Затем, используя аппарат булевой алгебры, формируют сигналы управления реверсивным счетчиком:

$$F = Sc + \bar{S}\bar{c} + C\bar{s} + \bar{C}s \quad (3)$$

и

$$B = S\bar{c} + \bar{S}c + Cs + \bar{C}\bar{s}, \quad (4)$$

где  $F$  — сигнал счета вперед;  $B$  — сигнал счета назад;  $S$  — логический потенциальный сигнал, сформированный из  $U_1 = U_m \sin \varphi(t)$ ;  $C$  — логический потенциальный сигнал, сформированный из  $U_2 = U_m \cos \varphi(t)$ ; сигналы  $\bar{S}$  и  $\bar{C}$  — логические инверсии сигналов  $S$  и  $C$  соответственно; сигналы  $s$ ,  $\bar{s}$ ,  $c$  и  $\bar{c}$  — импульсные логические сигналы, принимающие значение «1» в момент, когда потенциальные сигналы  $S$ ,  $\bar{S}$ ,  $C$  и  $\bar{C}$  переходят из состояния «1» в состояние «0» (рис. 1, е—и). На рис. 2 приведена упрощенная блок-схема фотоэлектрического преобразователя, стандартная часть (выделена штриховой рамкой) которого широко используется в настоящее время в составе систем ЧПУ для формирования электрического сигнала  $L^*$ , пропорционального перемещению  $\Delta x(t)$ . В таких преобразователях, как правило, чувствительный элемент 1 фотоэлектрического датчика 2 перемещается с объектом управления 3. Текущее значение кода, накопленное реверсивным счетчиком 7 в соответствии с алгоритмом двунаправленного счета (3) и (4), с точностью до шага квантования соответствует текущей координате объекта, измеренной относительно некоторой нулевой точки отсчета. Цифроаналоговый преобразователь 8, подключенный к выходам счетчика 7, формирует знакопеременный ступенчатый сигнал  $L^*$  (рис. 1, к), представляющий собой восстановленную с точностью до шага квантования фазу квадратурных сигналов. Динамический диапазон, в котором реализуется процесс формирования сигнала  $L^*$ , ограничен с двух сторон: снизу шагом квантования, сверху разрядностью ЦАП. В цифровой форме верхнее ограничение практически не проявляется, так как емкость счетчика может быть легко увеличена до необходимой величины. В силу указанных особенностей рассмотренную процедуру можно назвать восстановлением фазы сигналов «в большом». Динамический диапазон «в малом» расширяют, как правило, за счет уменьшения «веса» младшего разряда счетчика, исполь-

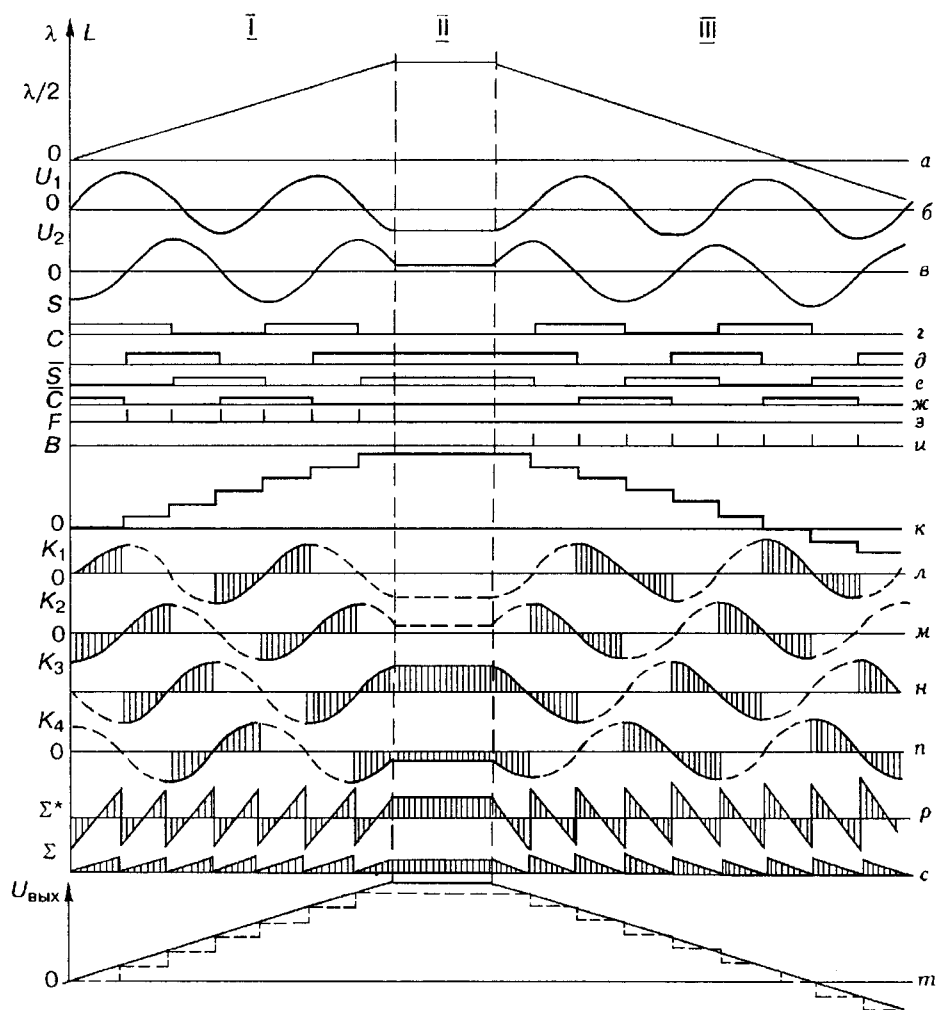


Рис. 1. Восстановление фазы квадратурных сигналов

зую различного рода алгоритмы дробления периода сигналов, например, с помощью многофазных сигналов [2] или многокаскадного удвоения частоты следования квадратурных сигналов [3]. Однако их использование сопровождается значительным усложнением входных цепей, повышением требований к быстродействию и, как следствие, приводит к снижению надежности всей системы управления. По этой причине в реальных системах ЧПУ получили распространение схемы с небольшими (в пределах одного порядка) коэффициентами интерполяции. Современное развитие технологий микроэлектроники требует создания надежных алгоритмов обработки сигналов, с помощью которых разрешающая способность систем ЧПУ может быть повышена на два—три порядка относительно разрешающей способности классического алгоритма реверсивного счета полос. Для решения подобной задачи перспективными, по мнению автора, являются алгоритмы, позволяющие отдельно решать проблему увеличения разрешающей способности и обеспечения необходимого быстродействия, например алгоритмы с прямым восстановлением фазы квадратурных сигналов.

Метод прямого восстановления фазы квадратурных сигналов на основе селективной коммутации выходных сигналов датчика. Одной из первых публикаций по методам прямого восстановления фазы квадратурных сигналов является, по-видимому, работа [4], в которой была поставлена задача опреде-

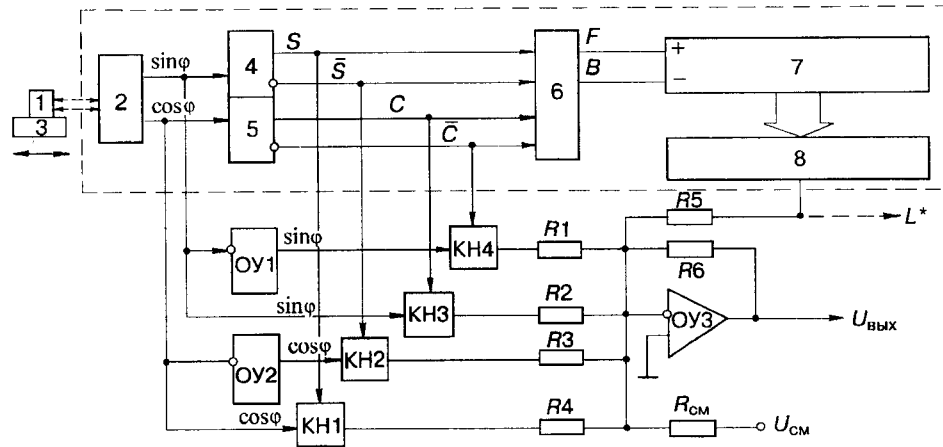


Рис. 2. Структурная схема стандартного преобразователя с квадратурными сигналами для систем ЧПУ

ления в реальном времени абсолютного значения фазы в пределах от 0 до  $2\pi$  применительно к проблеме дешифрирования интерферограмм, регистрируемых с помощью интерферометра Маха — Цендера. В этой работе детально анализируется процедура формирования аналогового сигнала, пропорционального текущему значению фазы. Устройство, осуществляющее данную процедуру, реализовано с помощью двух прецизионных выпрямителей, аналогового умножителя, аналоговых ключей и усилителя с нелинейным коэффициентом передачи. С точки зрения широкого использования в практических системах ЧПУ данного алгоритма обработки сигналов его реализация, представленная в [4], выглядит недостаточно оптимизированной.

Более простой и удобной для практического использования представляется схема с селективной коммутацией выходных сигналов датчика, предложенная автором и реализованная в системах управления координатными столами лазерных фотопостроителей CLWS-300, созданных в Конструкторско-технологическом институте научного приборостроения СО РАН [5].

В основе этой реализации лежит идея использования для управления исполнительными механизмами аналогового сигнала, синтезированного из отдельных участков выходных сигналов датчика таким образом, что его значения в любой момент времени пропорциональны контролируемому параметру.

Известно, что в окрестностях нуля мгновенные значения квадратурных сигналов почти линейно отслеживают приращения фазы. С погрешностью, не превышающей  $\pm 5\%$ , линейная зависимость между приращениями мгновенных значений квадратурных сигналов и их фаз  $U(\varphi)$  может быть расширена на интервалы  $[-45^\circ, 45^\circ]$  и  $[135^\circ, 225^\circ]$  для синусного сигнала и интервалы  $[45^\circ, 135^\circ]$  и  $[225^\circ, 315^\circ]$  — для косинусного. Эти участки сигналов можно использовать для восстановления фазы в полном объеме, тем более, что и длина указанных интервалов равна протяженности «ступенек» сигнала  $L^*(t)$ . Однако проблема состоит в том, что границы этих участков не совпадают с узлами ступенчатой функции и знаки производных сигналов  $\sin\varphi(t)$  и  $\cos\varphi(t)$  на интервалах  $[135^\circ, 225^\circ]$  и  $[225^\circ, 315^\circ]$  соответственно не совпадают со знаком производной функции  $\Delta x(t)$ . Здесь под «узлами» ступенчатой функции  $L^*(t)$  понимаются значения фазы, при которых  $L^*(t)$  получает приращения своих дискретных значений. Для решения этой проблемы необходимо сформировать вспомогательные квадратурные сигналы, сдвинутые относительно исходных на  $\pm 45^\circ$ . Эту возможность обеспечивают так называемые потенциометрические фазовращатели [6].

Основные этапы процесса восстановления фазы квадратурных сигналов в пределах интервала  $[0, 2\pi]$  рад, использующего для этих целей выборки отдельных участков вспомогательных сигналов, представлены на рис. 3, где

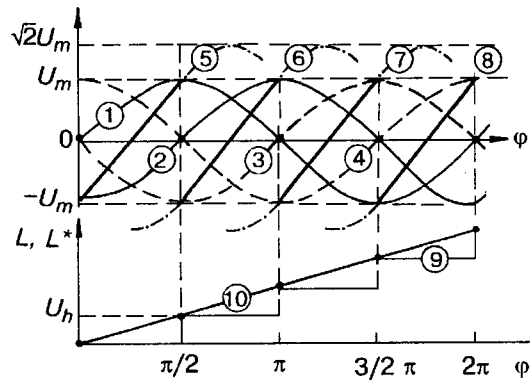


Рис. 3. Прямое восстановление фазы квадратурных сигналов на интервале  $[0, 2\pi]$  рад

тонкими сплошными линиями 1 и 2 показаны исходные квадратурные сигналы  $U_m \sin \varphi(t)$  и  $U_m \cos \varphi(t)$ , штриховыми линиями 3 и 4 — дополнительные сигналы  $\overline{U_m \sin \varphi(t)} = U_m \sin [\varphi(t) + 180^\circ]$  и  $\overline{U_m \cos \varphi(t)} = U_m \cos [\varphi(t) + 180^\circ]$ , необходимые для выполнения операции сдвига фаз во всех четырех квадрантах фазовой плоскости. Штрихпунктирными линиями 5—8 показаны вспомогательные сигналы  $\sqrt{2} U_m \sin [\varphi(t) + (2k - 1)45^\circ]$ , где  $k = 0, 1, 2, 3$ . Ступенчатая функция  $L^*(t)$ , сформированная в соответствии с классическим алгоритмом двустороннего счета (3) и (4) для фазового интервала  $[0, 2\pi]$ , представлена сплошной линией 9. Жирными сплошными линиями выделены части сигналов  $\sqrt{2} U_m \sin [\varphi(t) + (2k - 1)45^\circ]$ , которые используются для получения линейного сигнала, соединяющего узлы ступенчатой функции на интервале от 0 до  $2\pi$ . Для реализации последнего динамический диапазон изменений выделенных частей сигнала согласуется с величиной ступеньки  $U_h$  путем ослабления сигнала и введения смещения на  $1/2U_h$ . Суммарный результат таких манипуляций сложения со ступенчатой функцией  $L^*$  дает восстановленную в полном объеме фазовую функцию  $L$ , представленную на рис. 3 линией 10.

Для реализации данной процедуры в известных системах ЧПУ необходимо стандартную схему преобразователя перемещений, входящего в их состав, дополнить параллельным каналом, образованным двумя инвертирующими усилителями ОУ1 и ОУ2, аналоговым коммутатором (ключи КН1—КН4) и сумматором ОУ3, как показано на рис. 2. Инвертирующие усилители ОУ1 и ОУ2 формируют из исходных квадратур  $\sin \varphi$  и  $\cos \varphi$  инверсные сигналы  $\overline{\sin \varphi}$  и  $\overline{\cos \varphi}$ . Эти четыре сигнала поступают на аналоговые входы ключей КН1—КН4 соответственно. Под воздействием логических сигналов  $S, \bar{S}, C$  и  $\bar{C}$ , поданных на управляющие входы ключей, на их выходах квадратурные сигналы будут присутствовать только в моменты, выделенные на рис. 1,  $l-n$  штриховкой. Результат суммирования выделенных участков дает промежуточный сигнал  $\Sigma^*$  (рис. 1,  $p$ ). Подбором значений резисторов  $R1-R4$  и  $R6$ , а также тока смещения от источника смещения ( $R_{см}, U_{см}$ ) формируется сигнал  $\Sigma$  (рис. 1,  $c$ ), который в результате его сложения с  $L^*$  дает сигнал  $U_{вых}$  (рис. 1,  $m$ ), воспроизводящий исходную функцию  $L(t)$ , представленную на рис. 1,  $a$ . Подобного вида сигнал позволяет резко поднять качество управления исполнительными механизмами.

Новые возможности, обусловленные применением данного алгоритма, исследовались с помощью узлов системы радиальных перемещений лазерного фотопостроителя CLWS-300, оптико-механический блок которого представлен на рис. 4.

Здесь на массивной гранитной плите, установленной на виброизолирующем основании, смонтирован портал с аэростатическими направляющими,

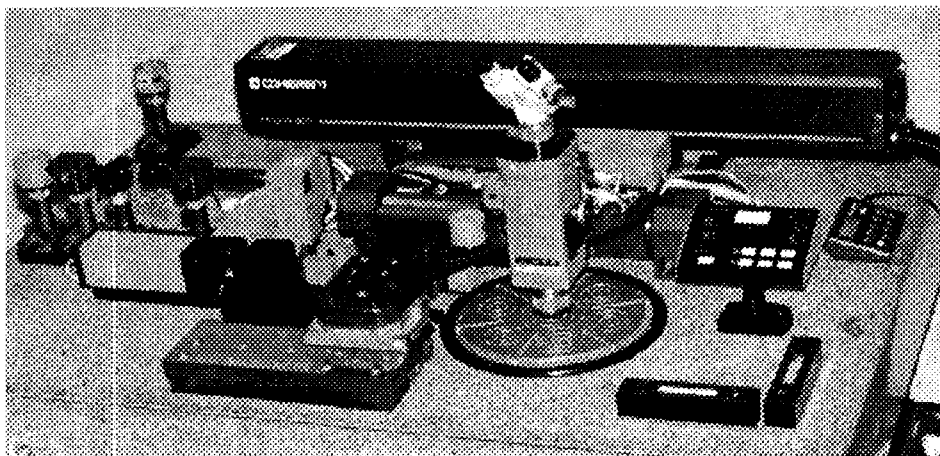


Рис. 4. Внешний вид оптико-механического блока фотопостроителя

двумя линейными бесконтактными двигателями постоянного тока в качестве исполнительных механизмов и лазерным интерферометром в качестве датчика перемещений в цепи обратной связи системы ЧПУ. В структуру последней заложены два основных режима работы: позиционирование портала в заданных точках и движение с постоянной скоростью. Первый режим реализован на основе регулятора с переменной структурой: при малых относительно координаты позиционирования рассогласованиях в нем формируется структура пропорционального интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора, а при больших — структура ПД-регулятора с нелинейной обратной связью по скорости [7]. В экспериментах оценивались: для первого режима работы величина минимально реализуемых переходов из точки в точку, для второго — максимально возможный диапазон регулирования скоростей движения портала.

Оценка эффективности использования алгоритма прямого восстановления фазы квадратурных сигналов в задачах позиционирования с высоким разрешением. Известно, что наиболее точные системы ЧПУ, реализующие пропорциональный интегрально-дифференциальный закон регулирования, в случае использования датчиков с квадратурными сигналами и классического алгоритма двунаправленного счета обеспечивают выход исполнительного механизма в заданную позицию с погрешностью  $\delta$  не менее двух дискрет, что для случая интерферометра с He—Ne-лазером ( $\lambda = 0,63$  мкм) составит величину порядка 0,2 мкм. С аэростатическими направляющими, когда сухое трение практически отсутствует и портал не остается неподвижным в зоне неопределенности, минимальный шаг, при котором не происходит перекрытия зон, составляет 0,4—0,5 мкм.

Наличие в датчике перемещений параллельного канала, согласно схеме на рис. 2, качественно меняет ситуацию в ПИД-регуляторе. Теперь неопределенность положения портала обусловлена не ошибкой квантования, а шумами фотоэлектрического преобразователя.

Оценки потенциальной точности лазерных интерферометров, сделанные в [8], для интересующего нас интервала, равного  $\lambda/8$ , полосы пропускания фотоэлектрического тракта интерферометра, равной 1 МГц, и лазера с выходной мощностью  $P_{\text{вых}} \approx 1$  мВт позволяют прогнозировать возможность получения разрешающей способности системы около 0,8 нм. Для системы регулирования эффективная полоса частот, определяющая качество управления, существенно меньше 1 МГц и не превышает частоты среза амплитудно-частотной характеристики системы. Экспериментально измеренное в полосе частот от 0 до 2 кГц отношение сигнал/шум на выходе преобразователя, формирующего аналоговый сигнал управления  $U_{\text{вых}}$ , составило величину, равную 46 дБ.

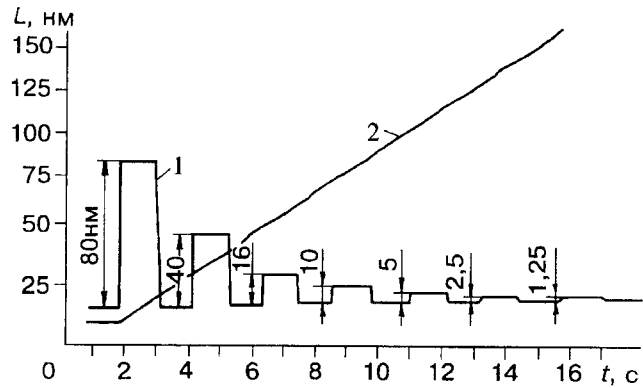


Рис. 5. Реакция портала ЛФП на управляющие воздействия: кривая 1 — последовательность переходов с переменным шагом, кривая 2 — изменение координаты портала во времени при его движении с постоянной скоростью ( $V \approx 10$  нм/с)

По расчетам этому значению отношения сигнал/шум соответствует ошибка удержания портала в точке позиционирования не более 0,4 нм.

Обе оценки получили экспериментальное подтверждение при регистрации выходного сигнала интерференционного датчика в режиме покоя портала и при обработке задаваемых от управляющей ЭВМ серий переходов из точки в точку. На рис. 5 приведены записи выходного сигнала вспомогательного интерференционного преобразователя, полностью идентичного основному преобразователю, используемому в цепи управления системы ЧПУ. Вспомогательный преобразователь подключен к выходам интерферометра параллельно с основным и регистрирует изменения во времени координат портала. На графике 1 представлена серия переходов с шагами переменной длины: 80, 40 и т. д. до 1,25 нм. По командам от компьютера портал выходит вначале в заданную точку, а затем через интервал времени порядка 1 с возвращается на исходную позицию. Приведенный график наглядно подтверждает сделанные оценки качества удержания портала в точке позиционирования ( $\sigma_x < 0,6$  нм). Минимально реализуемый шаг позиционирования в эксперименте зарегистрирован равным 1,25 нм. Однако возможности системы этим значением не ограничены.

На рис. 5 (график 2) приведена запись функции  $L(t)$  в режиме движения с постоянной скоростью  $V_{дв} \approx 10$  нм/с, при котором реализованы приращения координаты с шагом 0,3 нм. Некоторая «зашумленность» графика вызвана неточностью стыковки шкалы сигнала  $\Sigma$  с величиной ступеньки сигнала  $L^*$  и реакцией ПИД-регулятора на эти нестыковки.

Эксперименты с порталом в режиме движения с малыми постоянными скоростями (от единиц нанометров в секунду и более) подтвердили возможность управления объектом в широком (не менее 80 дБ) диапазоне малых скоростей движения.

**Заключение.** Новый способ преобразования выходных квадратурных сигналов фотоэлектрических датчиков перемещений, основанный на формировании аналогового сигнала, пропорционального фазе выходных сигналов, непосредственно из самих квадратурных сигналов путем их селективной коммутации, позволяет устранить ограничения разрешающей способности систем управления, использующих подобные датчики, обусловленные эффектами квантования периода повторения квадратурных сигналов, и поднять их разрешающую способность до уровня, ограниченного только шумами фотоприемников.

При использовании в качестве датчика перемещений лазерного интерферометра гомодинного типа данный способ позволяет получить разрешение системы управления на уровне долей нанометров.

Автор выражает глубокую признательность сотрудникам отдела лазерных прецизионных систем КТИ НП СО РАН В. М. Ведерникову, А. Г. Верхогляду, Е. Г. Волкову, С. А. Кокареву, принявшим активное участие в экспериментальных исследованиях системы управления, реализующей метод прямого восстановления фазы квадратурных сигналов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Peck E. R., Obetz S. W. Wavelength or length measurement by reversible fringe counting // JOSA. 1953. 43. P. 505.
2. Зилиткевич И. С. Интерполяция отсчетов в пределах периода аналого-цифрового преобразователя накопительного типа // Изв. вузов. Приборостроение. 1969. № 8. С. 21.
3. А. с. 1166265 СССР. Преобразователь ортогональных сигналов в треугольный с удвоением частоты /Л. И. Кулис, Б. И. Минцерис, Г. Н. Нотен. Оpubл. 1985, Бюл. № 25.
4. Ichioka Y., Inuiya M. Direct phase detecting system // Appl. Opt. 1972. 11. P. 1507.
5. Kiryanov V. P. Laser setup for flat optical components with submicron resolution // Proc. SPIE. 1996.
6. Фотоэлектрические преобразователи информации /Под ред. Л. Н. Преснухина. М.: Машиностроение, 1974.
7. Щербаченко А. М., Юрлов Ю. И. Цифровые регуляторы прецизионных следящих систем позиционирования // Автометрия. 1981. № 2. С. 43.
8. Коронкевич В. П., Соболев В. С. О потенциальной точности лазерных интерферометров // Лазерные интерферометры. Новосибирск: ИАиЭ СО АН СССР, 1978.

*Поступила в редакцию 10 декабря 1996 г.*

---

Реклама продукции в нашем журнале — залог Вашего успеха!