

МОДЕЛИРОВАНИЕ, РАСЧЕТ И ПРИМЕНЕНИЕ  
ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

УДК 531.7 : 621.317

В. П. Кирьянов, С. А. Кокарев

(Новосибирск)

ЛАЗЕРНО-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИЙ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ  
С СУБНАНОМЕТРОВЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ

Рассмотрена схема преобразователя линейных перемещений в цифровой код с разрешающей способностью  $\lambda/1024$  на основе лазерного интерферометра го-модинного типа. Приведены технические характеристики реализованного экспериментального образца преобразователя, собранного на базе программируемых логических интегральных схем.

Лазерно-интерферометрические преобразователи перемещений го-модинного типа по-прежнему широко используются как в автономных измерительных приборах, так и в составе систем управления различными высокоточными станками и комплексами. Как правило, в преобразователях этого типа применяется хорошо известный алгоритм двунаправленного (реверсивного) счета полос [1, 2]. С помощью этого алгоритма чаще всего получают разрешающую способность, равную  $\lambda/4$  или  $\lambda/8$ , где  $\lambda$  — длина волны лазера в интерферометре преобразователя. Для современных применений это сравнительно низкое разрешение. Вдвое более высокого разрешения можно достичь за счет использования двойного прохода лучей в измерительном плече интерферометра [3]. Однако возможности этого пути ограничены. Поэтому повышение чувствительности подобных преобразователей достигается чаще всего за счет использования различных алгоритмов интерполяции. Ряд наиболее известных алгоритмов рассмотрен в [4, 5]. Действие многих из них сводится к умножению частоты квадратурных сигналов. С их помощью удается поднять разрешение в лучшем случае до  $\lambda/64$ . Дальнейшее же увеличение разрешающей способности затруднено из-за резко возрастающих схемотехнических усложнений и ухудшения частотных характеристик преобразователей.

Для преодоления этих затруднений были разработаны алгоритмы, основанные на измерении фазы квадратурных сигналов и не требующие пропорционального увеличения частоты входных сигналов. Как правило, в этих алгоритмах процедура реверсивного счета полос и измерение малых смещений внутри одной полосы разделены. Реализации некоторых из них подразумевают формирование аналогового сигнала  $U(\varphi)$ , мгновенное значение которого пропорционально фазе сигнала интерференции  $\varphi$  в пределах периода квадратурных сигналов [6]. В других версиях эти сигналы синтезируются в пределах кратных долей полосы непосредственно из аналоговых квадратурных сигналов лазерно-интерферометрических преобразователей и используются для управления движением объектов [7]. Так, применение этого принципа в системах управления движением прецизионных столов лазерных фотопостроителей

CLWS-300 позволило практически без ухудшения быстродействия всей системы позиционировать объектив канала записи фотопостроителя с разрешением на уровне единиц нанометра и регулировать скорость его перемещения в широком диапазоне (не менее 80 дБ), начиная от скоростей порядка нанометров на секунду. Однако отсутствие в переходном режиме непрерывных цифровых данных об изменениях координаты стола внутри «грубого» шага ( $\lambda/8$  или  $\lambda/16$ ) не позволяло активно отслеживать в эти моменты положение объекта.

Данный недостаток может быть устранен за счет использования дополнительного аналого-цифрового преобразователя (АЦП), кодирующего сформированный сигнал  $U(\varphi)$ , но при этом неизбежно возникают определенные сложности со стыковкой шкал «грубого» и «точного» отсчетов координаты, обусловленные различием в моментах времени фиксации результатов преобразования, полученных с помощью АЦП и реверсивного счетчика соответственно. Подобного вида затруднения не возникают в схемах с предварительной оцифровкой выходных квадратурных сигналов и последующей цифровой предобработкой данных, целью которой является получение в цифровом виде мгновенного значения фазы квадратурных сигналов [8—10]. Упрощенная схема лазерно-интерферометрического преобразователя перемещений с цифровой обработкой квадратурных сигналов, рассмотренная в [9], приведена на рис. 1. В этом преобразователе на выходе оптического интерферометра формируются три оптических сигнала, имеющие фазы 0, 90 и 180°, которые поступают на вход интерфейсного блока по световолоконным кабелям. В интерфейсном блоке эти сигналы преобразуются в два квадратурных электрических сигнала, которые подаются на входы двух аналого-цифровых преобразователей. Выходные данные с обоих АЦП используются для непосредственного управления процессом преобразования  $U \rightarrow \varphi$  и  $U \rightarrow R$  в табличной форме, где  $R$  — амплитуда квадратурных сигналов. Для слежения за приращениями фазы более чем  $2\pi$  рад в [9] предложен новый алгоритм управления работой реверсивного счетчика полос, получивший название метода счета зон. Практическая реализация данной процедуры требует зачастую весьма быстродействующих логических схем и сверхскоростной памяти.

В данной работе рассматриваем другую версию цифровой обработки данных с оптического интерферометра, в которой, на наш взгляд, удалось оптимально соединить высокую разрешающую способность преобразователя ( $\lambda/1024$ ), высокое быстродействие (скорость перемещения  $> 1$  м/с) и умеренные требования к скоростным характеристикам используемых элементов. Оптическая часть преобразователя собрана на базе поляризационного интерферометра [11], фотоприемный блок которого формирует два квадратурных электрических сигнала  $U_1 = \sin\varphi$  и  $U_2 = \cos\varphi$  из трех оптических по аналогии со схемой на рис. 1. Функциональная схема интерфейсной части преобразователя приведена на рис. 2. В состав схемы входят два буферных усилителя (БУ), два 8-разрядных АЦП параллельного типа модели AD 9048 (в зарубежной технической литературе известных как flash-ADC), источник опорного напряжения ( $U_{REF}$ ) и программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) типа EPX-780LC84. Внутри ПЛИС программно сформированы: 16-разрядный синхронный реверсивный счетчик СТ2, 16-разрядный регистр-защелка RG1,

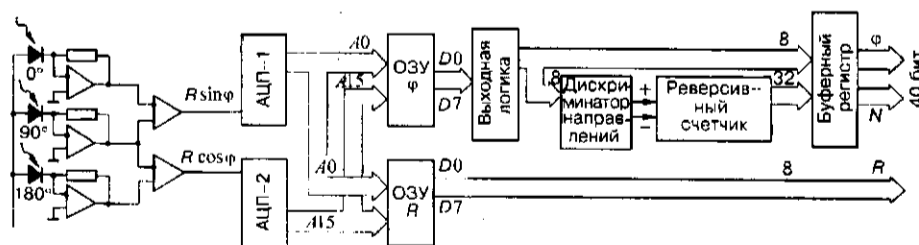


Рис. 1

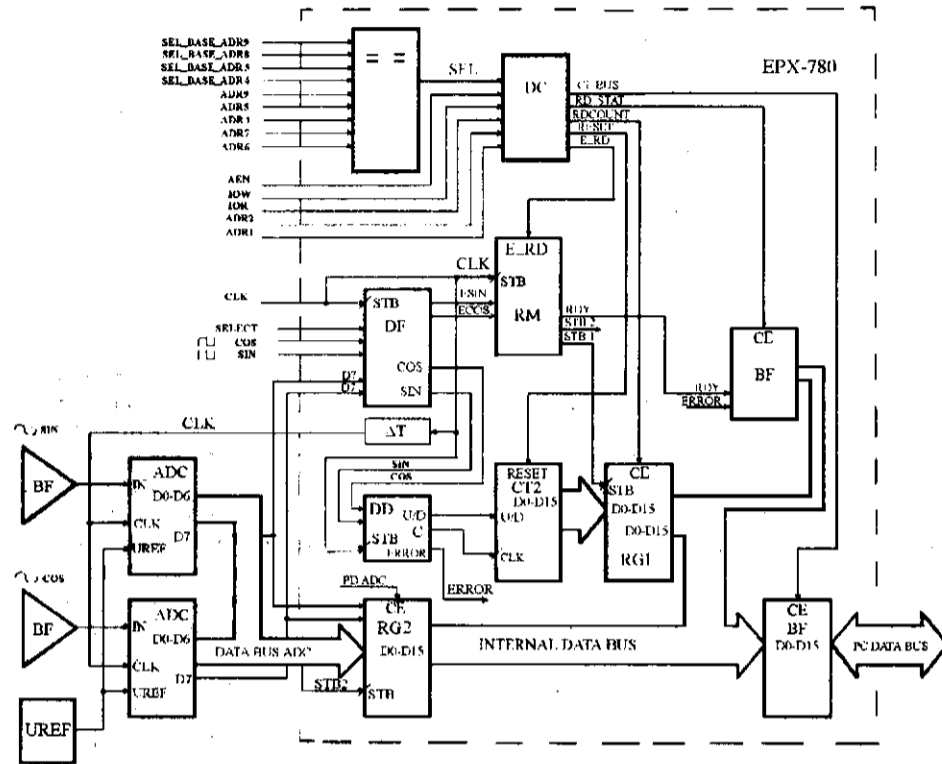


Рис. 2

16-разрядный регистр RG2, дискриминатор направления счета DD, цифровой фильтр DF, узел стробирования данных RM, два буферных регистра BF, дешифратор DC и селектор (=) адреса.

Как видно из приведенной схемы, здесь цифровые данные с шин D0—D6 обоих АЦП передаются в регистр RG2, а сигналы с шин D7 параллельно поступают (через цифровой фильтр DF) на дискриминатор направления счета DD. Последний формирует счетные импульсы C (вес которых равен  $\lambda/8$ ) и сигнал направления счета U/D, подаваемые на входы реверсивного счетчика CT2. Это позволяет заметно снизить требования к элементам схемы, ответственным за вычисления мгновенных значений фазы, так как процедура счета полос теперь не зависит от скорости выполнения операций преобразования  $U \rightarrow \varphi$ , а синхронное и взаимозависимое изменение содержимого выходных регистров двух АЦП и реверсивного счетчика CT2 снимает проблему стыковки шкал.

Кроме двух основных сигналов C и U/D, дискриминатор направления счета DD вырабатывает служебный сигнал ошибки ERROR, если обнаруживаются значительные искажения квадратурной зависимости между входными сигналами. По своей внутренней организации дискриминатор направления счета — это синхронный автомат. Его структурная схема приведена на рис. 3. Основу DD составляет комбинационная схема (КС), которая производит формирование выходных сигналов DIR, C и ERROR в соответствии со следующими логическими выражениями:

$$DIR = \overline{A}B\overline{t_1}t_2 + \overline{A}Bt_1\overline{t_2} + AB\overline{t_1}t_2 + ABt_1t_2,$$

$$C = DIR + \overline{A}B\overline{t_1}t_2 + AB\overline{t_1}\overline{t_2} + \overline{A}Bt_1t_2 + \overline{A}Bt_1\overline{t_2},$$

$$ERROR = AB\overline{t_1}\overline{t_2} + \overline{A}Bt_1\overline{t_2} + \overline{A}B\overline{t_1}t_2 + \overline{A}Bt_1t_2.$$

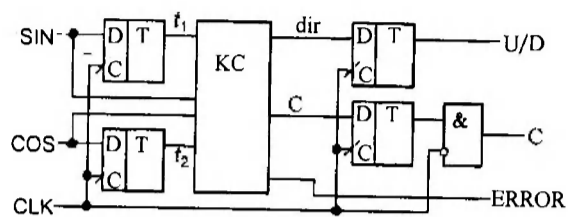


Рис. 3

Латентность (конвейерная задержка) дискриминатора направления равна двум периодам частоты синхронизации CLK. Сформированные дискриминатором счетные импульсы C регистрируются синхронным 16-разрядным реверсивным счетчиком СТ2 в соответствии со знаком направления счета U/D. Интегральная сумма импульсов, отображающая текущую координату объекта, может быть передана на временное хранение в регистр RG1. Для этого сформирован специальный узел стробирования переписи RM, который при наличии разрешающего сигнала E-RD, поступающего с дешифратора DC, а также сигналов  $ESIN = 1$  и  $ECOS = 1$  формирует два сигнала STB1 и STB2, производящих перепись данных в регистры RG1 и RG2 соответственно. Для того чтобы хранимые в регистрах RG1 и RG2 данные были строго коррелированы между собой, строб-импульс STB1 формируется с задержкой, равной латентности дискриминатора направления DD, которая, как указывалось ранее, равна  $2T_{CLK}$ . Стробирующий импульс STB2 формируется узлом RM без задержки. Как указывалось выше, в схему преобразователя включен цифровой фильтр с частотой среза  $F = F_{CLK}/3$ . Необходимость включения данного фильтра в системах со сверхскоростными АЦП подтверждается как экспериментально, так и регламентирующими документами по использованию подобных устройств [12] (например, аналогичный фильтр применен в СВИС типа HCTL 1100 и HCTL 1000 фирмы "Hewlett-Packard", США). Структурная схема фильтра изображена на рис. 4. Фильтр состоит из трехразрядного регистра сдвига (на рисунке первый разряд условно не показан, в качестве его используется триггер знакового разряда АЦП), двух логических схем (И и НЕ-И), RS-триггера и схемы сложения по mod2. Выходной сигнал фильтра не меняет своего состояния до тех пор, пока это новое состояние не подтвердится одновременно на всех трех входных элементах памяти. Выходные сигналы схем сложения по mod2  $ESIN = 0$  или  $ECOS = 0$  информируют о том, что триггеры сдвиговых регистров в обоих каналах не находятся в одинаковых состояниях и при наличии такой ситуации блокируют формирование выходных сигналов в узле стробирования, так как это состояние может быть вызвано действием помех с частотой, превышающей частоту среза фильтра. 16-разрядный буферный регистр BF совместно с дешифратором адреса выполняет функцию сопряжения внутренней шины ПЛИС с магистралью ISA компьютера IBM PC/AT.

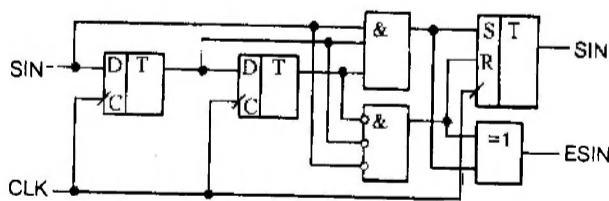


Рис. 4

Однако рассмотренных выше средств недостаточно для создания преобразователя перемещений в широком диапазоне и с гарантированной высокой чувствительностью. Для этого в экспериментальном образце преобразователя емкость реверсивного счетчика была программно увеличена с использованием ресурсов управляющего компьютера до 32 разрядов согласно методике [13]. В процессе создания экспериментального образца исследовались два алгоритма предварительной обработки данных, подготавливаемых обоими АЦП. В первом алгоритме вычисление значения фазы квадратурных сигналов шло с использованием табличных значений функции  $\arctg F_i$ , здесь  $F_i$  — текущее значение фазы квадратурных сигналов. В этом алгоритме, как известно, нормировка осуществляется автоматически в процессе вычисления функции  $\arctg F_i$ . Второй алгоритм представлял собой цифровую версию реализации метода прямого восстановления фазы, рассмотренного в [7]. По сравнению с его аналоговой версией алгоритм восстановления значения фазы был дополнен операцией нормировки:  $F_i = \frac{F_i^*}{R}$ , где  $F_i^* = \frac{U_{1i} + U_{2i}}{\sqrt{2}}$ ;  $R = \sqrt{U_{1i}^2 + U_{2i}^2}$ .

Характеристики экспериментального образца преобразователя во многом предопределены выбранными АЦП и заданными режимами их работы. Так, 8-разрядные АЦП обеспечивают разрешающую способность преобразователя  $\lambda/1024$ , что в абсолютных величинах составляет 0,6 нм. Частота следования синхроимпульсов  $F_{\text{CLK}}$ , равная 14 МГц, определяет соответственно допустимую скорость движения отражателя интерферометра. С учетом действия дискретного фильтра максимальная частота входных сигналов может достигать около 3,3 МГц, что соответствует максимальной скорости движения отражателя интерферометра порядка 1,1 м/с.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Peck E. R., Obetz S. W. Wavelength or length measurement by reversible fringe counting // JOSA. 1953. 43. P. 505.
2. Arecchi F. T., Sona A. Long-distance interferometry with an He—Ne-laser // Proc. Symp. Quasi-Optics /Ed. J. Fox. V. 14 of the Microwave Research Institute Series. Brooklin: Polytechnic, 1964. P. 623.
3. Коронкевич В. П., Ленкова Г. А. Интерферометры с двойным прохождением лучей // Оптика и спектроскопия. 1967. 23, вып. 2. С. 312.
4. Фотоэлектрические преобразователи информации /Под ред. Л. Н. Преснухина. М.: Машиностроение, 1974.
5. Дормачев В. Г. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие. М.: Энергоатомиздат, 1987.
6. Ichioka Y., Inuiya M. Direct phase detecting system // Appl. Opt. 1972. 11, N 7. P. 1507.
7. Кирьянов В. П. Метод прямого восстановления фазы квадратурных сигналов и его использование в системах позиционирования с нанометровым разрешением // Автометрия. 1997. № 3. С. 103.
8. Hercher M. Ultra-high resolution interferometric sensors // Optics & Photonics News. Nov., 1991.
9. Hosoe S. Laser interferometric system for displacement measurement with high precision // Nanotechnology. 1991. 2. P. 88.
10. Suzuki M., Tanaka H., Miura M. et al. Advanced direct seeking system for 5,25" magneto-optical disk drive // Jap. J. Appl. Phys. 1993. 32. P. 1, N 11B.
11. Кирьянов В. П., Ленкова Г. А., Лохматов А. И., Тарасов Г. Г. Лазерный интерферометр линейных и угловых перемещений // Автометрия. 1994. № 4. С. 51.
12. Интегральные микросхемы: Перспективные изделия. Вып. 3. М.: ДОДЕКА, 1997.
13. Каган В. Г. и др. Цифровые электромеханические системы. М.: Энергоатомиздат, 1985.

Поступила в редакцию 27 ноября 1997 г.