

Б.О. Берников, В.Б. Бокшанский,  
М.В. Вязовых, С.В. Федоров

## МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ В ЛАЗЕРНЫХ ФАЗОВЫХ ДАЛЬНОМЕРАХ

*Описаны методы повышения точности измерения дальности в двухчастотном лазерном фазовом дальномере (ЛФД), в которых используется цифровая обработка эхо-сигнала. Предлагаемые методы основаны на оригинальной схеме построения двухчастотного ЛФД, а также новых подходах в цифровой реализации квадратурного фазового детектора.*

**E-mail:** vassily@bmstu.ru

**Ключевые слова:** лазерный фазовый дальномер, цифровой фазометр, цифровой фильтр, гетеродин, бесконечно-импульсная характеристика, алгоритм Герцеля.

При разработке лазерных фазовых дальномеров (ЛФД) возникает ряд проблем, препятствующих достижению малой погрешности (менее 0,5 мм) даже при использовании многочастотной схемы измерения. К ним в первую очередь относятся:

– потребность в генераторе, обладающем высокой стабильностью в широком температурном диапазоне ( $\leq 0,1\%$ ), низким фазовым джиттером ( $\leq 5$  пс) и малыми габаритами;

– ограниченные возможности использования СL-компонентов (например, в составе аналоговых фильтров с высокой добротностью) вследствие значительных фазовых флуктуаций, вносимых этими компонентами;

– необходимость использования нескольких частот модуляции лазерного излучения (в том числе высоких, более 300 МГц), имеющих жесткую фазовую связь;

– невозможность использования DDS-схем на высоких частотах из-за отсутствия элементной базы и высокого энергопотребления таких схем;

– зависимость параметров электронных компонентов схемы ЛФД от температуры;

– невозможность обеспечения обработки сигнала на больших частотах, что требует преобразования частот в низкочастотную область;

– обеспечение малой расходимости лазерного излучения для устранения геометрических ошибок.

Данные проблемы могут быть частично разрешены за счет применения следующих технических решений:

- гетеродинного преобразования частоты сигнала в низкочастотную область (НЧ-область) при сохранении фазовой информации;
- преобразования частоты сигнала в НЧ-область с использованием эффектов при дискретизации;
- цифровой фильтрации сигнала вместо аналоговых фильтров;
- высокоэффективного цифрового фазометра;
- алгоритмов статистической обработки и усреднения результата;
- формирования опорных сигналов в виде математических последовательностей, синхронизированных с задающей частотой, что исключает необходимость использования физических опорных частот.

Структурная схема двухчастотного ЛФД, в котором реализованы приведенные технические решения, представлена на рис. 1. В качестве задающего генератора используется генератор с частотой 80 МГц и термокомпенсацией, что обеспечивает флуктуации частоты на уровне 0,1 %. Сигнал с выхода генератора подается на цифровой делитель частоты, на выходах которого формируются меандр с частотой 2,5 МГц и частота выборки АЦП 2 МГц. Данные частоты имеют «жесткую» фазовую связь, что важно при последующей обработке сигнала.

Выделение первой гармоники на частоте 2,5 МГц с помощью активного фильтра, позволяет сформировать первый измерительный гармонический сигнал:

$$U_c(t) = A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_0),$$

где  $A_1$  — амплитуда сигнала;  $\omega_1$  — круговая частота,  $\omega_1 = 2\pi\nu_1$ ;  $\nu_1$  — частота сигнала,  $\nu_1 = 2,5$  МГц.

После соответствующего усиления и обработки сигнал  $U_c$  подается на драйвер лазерного излучателя, а также в цепь фазовой коррекции. Фазовая коррекция необходима для исключения фазовых ошибок, обусловленных температурными флуктуациями электронных компонентов. Коррекция осуществляется за счет предварительной (перед каждым актом измерения) оценки фазы  $\varphi'_0$  сигнала  $U_c$ , прошедшего от генератора через элементы передающего и приемного каналов к АЦП. Другими словами, процедура коррекции представляет собой фазовую калибровку внутренним сигналом.

Для формирования второй измерительной частоты 240 МГц используется стабильный фильтр на поверхностных акустических волнах, настроенный на частоту третьей гармоники задающего генератора 80 МГц. Такой способ позволяет значительно минимизировать фазовые шумы, возникающие при генерации частоты 240 МГц другими методами.

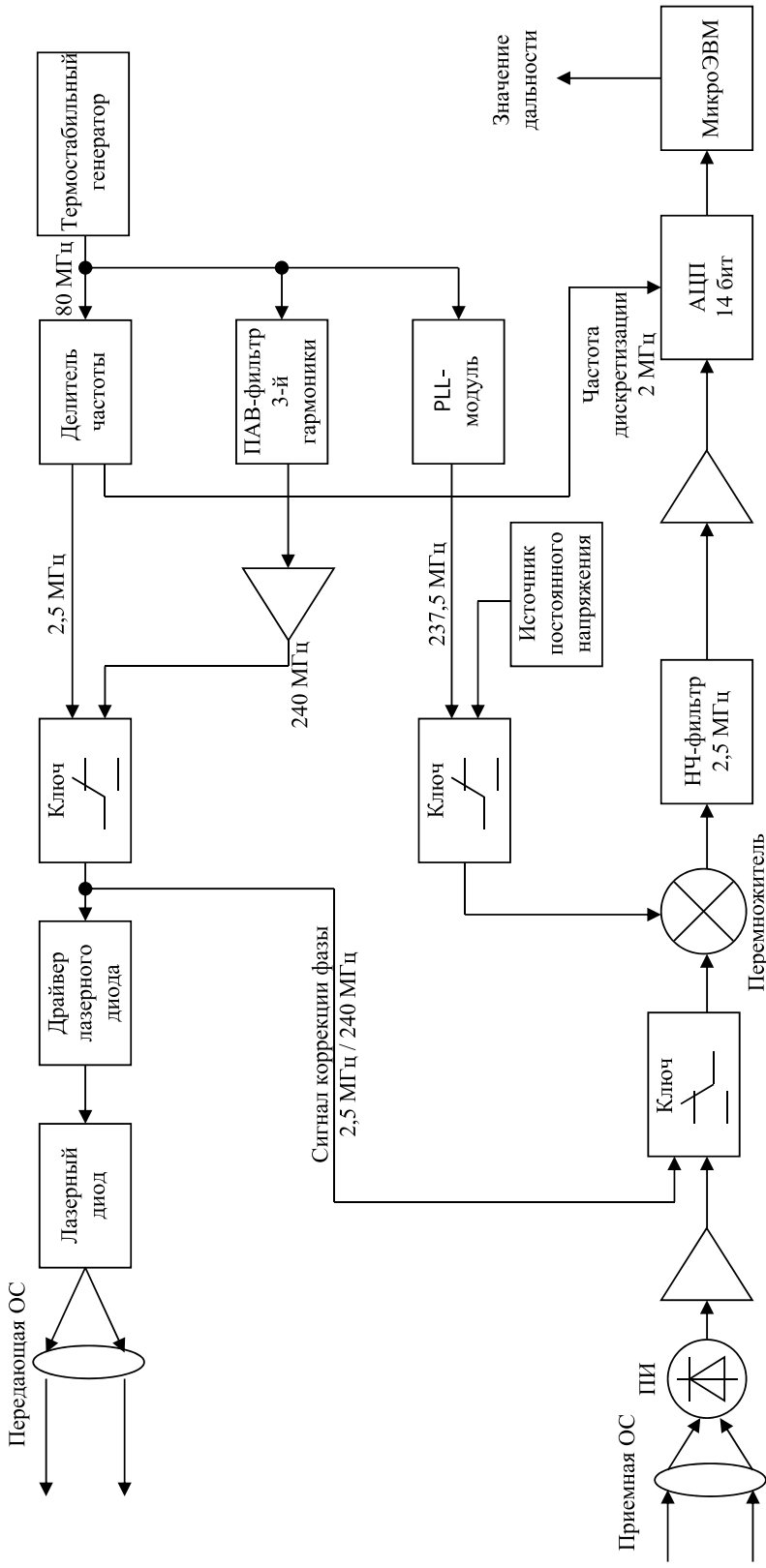
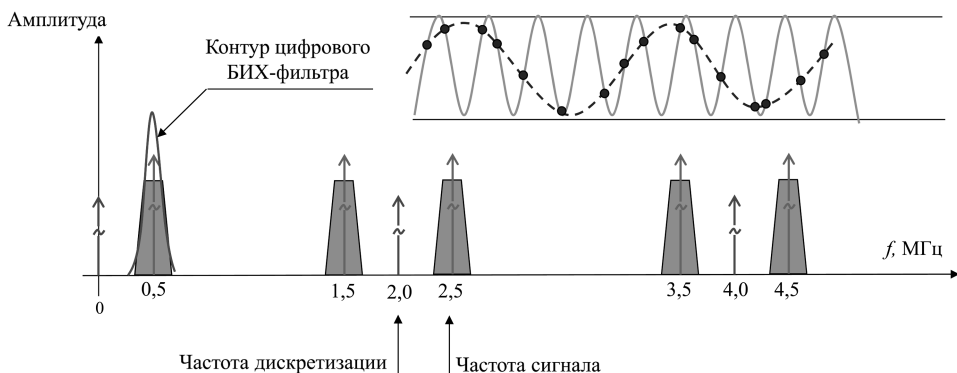


Рис. 1. Структурная схема двухчастотного фазового дальномера (ОС — оптическая система, ПИ — приемник излучения)

Приемный канал ЛФД состоит из двух частей. Первая, высокочастотная часть, содержит фотоприемник с предварительным усилителем и ключ, необходимый для переключения в режим калибровки. Высокочастотная часть предназначена для регистрации двух рабочих частот: 2,5 и 240 МГц. На выходе аналогового перемножителя частота постоянна и равна 2,5 МГц.

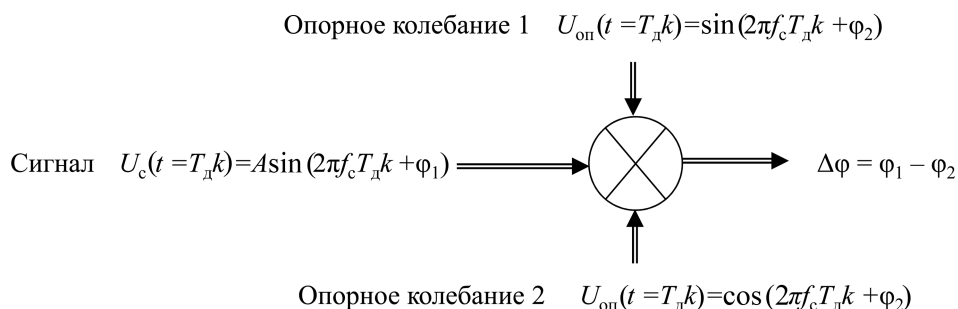
Основной задачей перемножителя является гетеродинное преобразование только высокой частоты 240 МГц к частоте 2,5 МГц. Для этого на втором входе перемножителя с помощью PLL-модуля с низкими фазовыми шумами формируется частота гетеродина 237,5 МГц. В том случае, если регистрируется низкая частота 2,5 МГц, гетеродинное преобразование не требуется, а на вход гетеродина подается постоянное напряжение.

Вторая, низкочастотная, часть приемного канала содержит низкочастотный фильтр (НЧ-фильтр) 2,5 МГц, целью которого является подавление ВЧ-компонент при гетеродинном преобразовании, а также усилитель и 14-битный АЦП. Частота дискретизации АЦП составляет 2 МГц, что меньше частоты регистрируемого сигнала 2,5 МГц. Такой выбор соотношения частот неслучаен и основан на эффекте размножения спектра регистрируемого сигнала при дискретизации. На рис. 2 представлена схема спектров дискретизированного сигнала с частотой 2,5 МГц относительно частоты дискретизации 2 МГц. Видно, что наименьшая частота сигнала в результирующем спектре составляет  $2,5 - 2,0 = 0,5$  МГц. При этом фазы сигналов с частотой 500 кГц и 2,5 МГц идентичны. Для выделения нужной рабочей частоты 500 кГц и подавления побочных спектров и спектральных шумов, могут быть использованы как узкополосный фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтр), так и преобразование Фурье. Последнее позволяет помимо подавления побочных гармоник сразу вычислить фазу на рабочей частоте 500 кГц.



**Рис. 2. Схема размножения спектров регистрируемого сигнала при дискретизации**

Рассмотрим различные методы вычисления фазы. Одним из возможных вариантов построения такого детектора является квадратурный синхронный фазометр. Перед определением фазы сигнал пропускается через узкополосный цифровой БИХ-фильтр. При использовании такого фильтра вносится стационарный фазовый сдвиг, который не влияет на точность вычислений и может быть учтен при калибровке. Для вычисления фазы выделенной фильтром гармоники 500 кГц целесообразно использовать синхронный фазовый детектор в цифровой реализации.



**Рис. 3. Схема синхронного квадратурного фазового детектора**

На рис. 3 приведена схема фазометра. Выделенный БИХ-фильтром сигнал  $U_c(t = T_d k) = A \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_1)$ , где  $T_d$  — период дискретизации;  $A$  — цифровая амплитуда;  $f_c$  — частота сигнала;  $k$  — номер дискретного отсчета, одновременно перемножается с двумя опорными сигналами:  $U_{\text{оп1}}(t = T_d k) = \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_2)$  и  $U_{\text{оп2}}(t = T_d k) = \cos(2\pi f_c T_d k + \varphi_2)$ . Опорные сигналы при этом имеют вид математических последовательностей, а моменты выборки синхронизированы с частотой дискретизации. В результате перемножений и последующего усреднения по целому числу  $N$  периодов вычисляются два числа, каждое из которых зависит от амплитуды и фазы измеряемого сигнала:

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= A \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N/(f_c T_d)} \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_1) \cos(2\pi f_c T_d k + \varphi_2) = \\ &= \frac{A}{2} \left[ \overline{\sin(\Delta\varphi)} + \overline{\sin(4\pi f_c T_d k + \varphi_1 + \varphi_2)} \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_2 &= A \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N/(f_c T_d)} \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_1) \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_2) = \\ &= \frac{A}{2} \left[ \overline{\cos(\Delta\varphi)} - \overline{\cos(4\pi f_c T_d k + \varphi_1 + \varphi_2)} \right]. \end{aligned}$$

В результате усреднения по целому числу периодов последние члены в каждом из полученных выражений будут равны нулю. Тогда искомая фаза, связанная с измеряемым расстоянием, определяется из выражения

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U_1}{U_2}.$$

Процесс вычисления фазы по приведенному методу может быть значительно упрощен, если частоту дискретизации выбрать из условия [1]

$$f_d = \frac{4f_c}{4p+1},$$

где  $p$  — целое число.

Очевидно, что выбранные частоты сигнала и дискретизации удовлетворяют этому условию. Тогда на измерительную частоту приходится только четыре точки выборки на период, при этом опорные сигналы  $U_{оп1}$  и  $U_{оп2}$  принимают только три значения: 0,  $-1$  и  $1$ , что значительно упрощает вычисления.

Альтернативным методом вычисления фазы измеряемого сигнала является преобразование Фурье, позволяющее сразу выделить фазу рабочей спектральной компоненты [2, 3].

Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) выборки  $x(n)$  имеет вид

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$

Для предотвращения просачивания спектральных составляющих в выборке должно содержаться целое число периодов сигнала. Для выбранного соотношения  $f_d$  и  $f_c$   $N = 4r$ , где  $r$  — целое число. В этом случае при отсутствии шумов в  $X(k)$  будет содержаться один ненулевой отсчет, представляющий комплексное число, аргумент которого соответствует фазе сигнала.

Один отсчет  $X(k)$  может быть вычислен с помощью фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) как свертка сигнала  $x(n)$  с комплексной импульсной характеристикой  $h(n) = e^{-j2\pi nk/N}$ ,  $n = 0, 1, \dots, N-1$ .

Тогда фаза сигнала примет следующий вид:

$$\varphi = \arg(X(k)) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Re}(X(k))}{\operatorname{Im}(X(k))}.$$

Выбор длины преобразования Фурье определяется необходимостью фильтрации и подавления шумов. Для длины преобразования  $N$  на каждый спектральный отсчет приходится полоса частот  $f_b = f_s/N$ , определяющая разрешение преобразования Фурье в частотной области. Например, при частоте дискретизации 2 МГц и использовании преобразования Фурье длиной 256 точек  $f_b = 7812,5$  Гц. Таким образом, преобразование Фурье позволяет осуществить полосовую фильтрацию без использования дополнительного фильтра. Однако, поскольку спектр шумов не определен, может проявляться эффект просачивания, искажающий значение спектрального отсчета и соответственно фазу сигнала.

Для подавления просачивания следует использовать оконные функции. Выбранная оконная функция должна обеспечивать достаточно высокое подавление боковых лепестков и в то же время высокое разрешение по частоте, т. е. близкую к прямоугольному окну эквивалентную ширину полосы для избегания расширения полосы фильтра. В табл. 1 приведены характеристики некоторых оконных функций, соответствующих этим требованиям.

Таблица 1

#### Характеристики некоторых оконных функций высокого разрешения

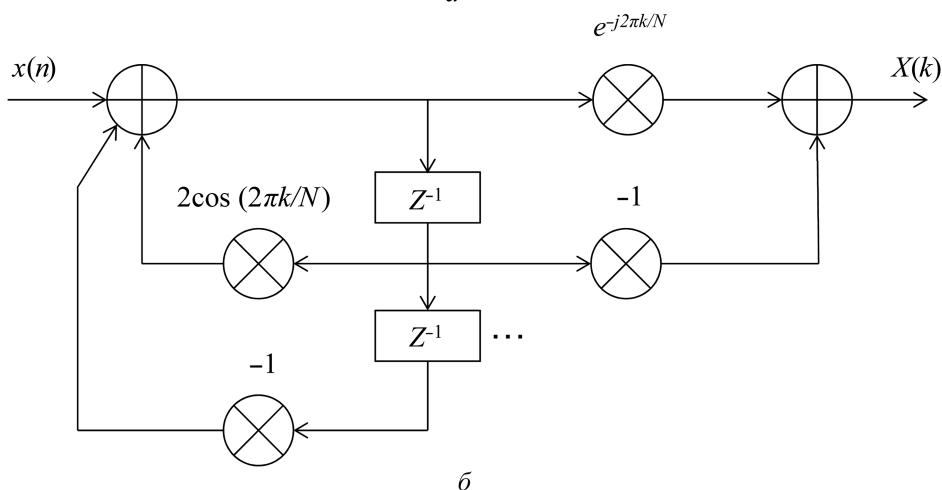
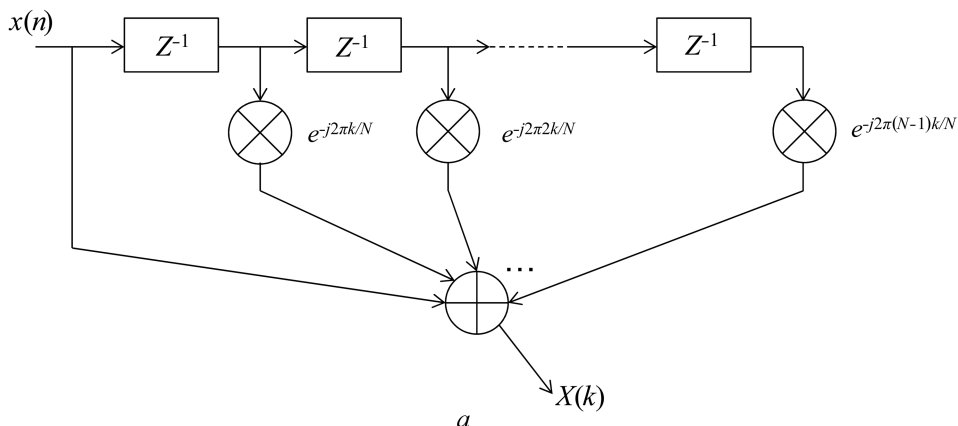
Окно	Максимальный уровень боковых лепестков, дБ	Скорость спада боковых лепестков, дБ/октаву	Эквивалентная ширина полосы $f_b$
Прямоугольное	-13	-6	1,00
Треугольное	-27	-12	1,33
Ханна	-32	-18	1,50
Хэмминга	-43	-6	1,36

При наличии шумов следует устранить нестационарные и стационарные шумы. Для устранения стационарных шумов, которые можно рассматривать как аддитивную помеху в виде суммы гармонических сигналов, необходимо обеспечивать максимальное качество фильтрации.

Для нестационарных шумов следует усреднить несколько значений вычисленной фазы для обоих рассмотренных алгоритмов. При усреднении нестационарного шума, при предположении модели гауссова белого шума, соотношение сигнал/шум будет улучшаться в  $M^{1/2}$  раз для  $M$  усреднений [4].

Для оценки фазы через преобразование Фурье может быть использован прямой расчет ДПФ (например, через быстрое преобразование Фурье (БПФ)) или расчет одного отсчета преобразования

Фурье. Сложность вычисления БПФ составляет порядка  $N \log_2 N$  комплексных операций сложения и умножения. Однако в поставленной задаче требуется вычислить лишь один спектральный отсчет. Для этого можно использовать приведенное выше выражение, соответствующее КИХ-фильтру, в этом случае требуется  $N$  комплексных операций умножения и сложения (рис. 4, а).



**Рис. 4.** Схема вычисления спектрального отсчета КИХ-фильтром (а) и БИХ-фильтром (алгоритм Герцеля) (б)

Вычисление упрощается с помощью алгоритма Герцеля [4]. При этом значение спектрального отсчета может быть вычислено рекурсивно в виде

$$X_r(k) = e^{-j \cdot 2\pi k/N} [x(r) + X_{r-1}(k)], \quad r = 0, 1, \dots, N-1,$$

что соответствует БИХ-фильтру с передаточной функцией



$$H(z) = \frac{1}{1 - e^{j \cdot 2\pi k/N} z^{-1}}.$$

Это вычисление также требует  $N$  комплексных умножений, однако может быть преобразовано к виду

$$H(z) = \frac{1 - e^{-j \cdot 2\pi k/N} z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi k/N) z^{-1} + z^{-2}},$$

что реализуется БИХ-фильтром, приведенным на рис. 4, б.

Спектральный отсчет  $X(k)$  имеет вид

$$X(k) = e^{-j \cdot 2\pi k/N} v(N-1) - v(N-2),$$

где  $v(r) = x(r) + 2 \cos(2\pi k/N) v(r-1) - v(r-2)$ .

Таким образом, алгоритм Герцеля использует в рекурсивной части фильтра только вещественные умножения на коэффициент  $2 \cos(2\pi k/N)$ , что позволяет сократить число умножений в 2 раза по сравнению с прямым расчетом.

Сравним аппаратную реализацию вычисления отсчета ДПФ прямым расчетом и с помощью алгоритма Герцеля. В аппаратной реализации обработки данных от АЦП, как правило, используется представление с фиксированной запятой. Также в формате с фиксированной запятой представляются коэффициенты фильтров и оконных функций.

В работе [5] рассмотрена особенность алгоритма, связанная с необходимостью защиты реализации алгоритма Герцеля от переполнений. В зависимости от номера вычисляемого спектрального отсчета коэффициент  $2 \cos(2\pi k/N)$  может принимать значения в диапазоне  $(0, 2]$ . Для предотвращения переполнений необходимо гарантировать наличие достаточного числа целых разрядов (для длины преобразования  $N$  порядка  $\log_2 N$ ) или динамически менять разрядность и положение фиксированной запятой в зависимости от номера отсчета, что значительно усложняет аппаратную реализацию. При используемых в данной работе параметрах (частота сигнала 2,5 МГц, частота дискретизации 2,0 МГц, частота выделенной гармоники 500 кГц) коэффициент принимает значение, равное 2.

Необходимость расширять разрядность приводит к увеличению разрядностей умножителей. Например, в случае прямой реализации расчета отсчета 256-точечного БПФ над числами в формате 1,15 требуется 512 16-разрядных умножений с 32-разрядным результатом. Для реализации алгоритма Герцеля получаемые в рекурсивной ветви значения должны быть представлены в формате 8,15 и требуется  $N$  умножителей с разрядностью результата 39.

Вторым недостатком при использовании алгоритма Герцеля с фиксированной запятой является снижение точности вычислений при округлении результата умножения  $2 \cos(2\pi k/N) \nu(r-1)$ . Вносимая погрешность округления влияет на последующие итерации. В данной работе расчет погрешности не рассматривается, может быть использован подход, рассмотренный в работе [6]. Для устранения проблемы по результатам оценки погрешности необходимо расширять внутреннюю разрядность представления значения  $\nu(r-1)$  и соответственно разрядность умножителя и сумматоров в рекурсивной ветви фильтра.

Таким образом, для одинаковой точности вычисления спектрального отсчета преобразования Фурье с фиксированной запятой требуется большая разрядность внутренних регистров и умножителей при реализации алгоритма Герцеля. Кроме того, для повышения эффективности и компактности аппаратной реализации значение весовых функций окна может быть учтено при расчете комплексных коэффициентов фильтра вычисления спектрального отсчета, поэтому умножение на окно не увеличит требуемое число умножений. При использовании алгоритма Герцеля необходимо использовать отдельный КИХ-фильтр с вещественными характеристиками. В задачах точной оценки фазы более эффективным с точки зрения аппаратной реализации является подход с вычислением спектрального отсчета через КИХ-фильтр с комплексными характеристиками.

В данной работе использована модель системы, осуществляющая вычисление фазы для одной выборки в условиях шумов методами синхронного квадратурного фазометра и вычисления одного спектрального отсчета через преобразование Фурье. Результаты моделирования для двух случаев со схожей сложностью аппаратной реализации на программируемых логических интегральных схемах (реализации А и Б) для разных длин усреднений  $M$  приведены в табл. 2. Из анализа приведенных данных можно сделать вывод, что метод синхронного квадратурного фазометра отличается более высокой точностью.

Результаты моделирования подтверждают убывание среднеквадратического отклонения пропорционально  $M^{1/2}$ .

Недостатком синхронного квадратурного фазометра является длительное время переходного процесса БИХ-фильтра в начале измерения и необходимость обеспечивать достаточную разрядность для предотвращения погрешностей округления и колебаний предельного цикла, что может повысить сложность умножителя. Недостатком вычисления спектрального отсчета через преобразование Фурье является необходимость хранить или генерировать таблицу коэффициентов КИХ-фильтра.

### Результаты экспериментальной оценки погрешности измерения фазы сигнала

Отношение сигнал/шум, дБ	Среднеквадратическое отклонение, рад			
	Реализация А		Реализация Б	
	Квадратурный, $M = 16\ 384$	Фурье, $N = 256$ , $M = 64$	Квадратурный, $M = 65\ 536$	Фурье, $N = 256$ , $M = 256$
40	$2,8e-5$	$3,8e-5$	$1,4e-5$	$1,7e-5$
20	$3,0e-4$	$3,6e-4$	$1,6e-4$	$1,8e-4$
10	$0,9e-3$	$1,2e-3$	$4,8e-4$	$6,0e-4$
0	$3,0e-3$	$3,8e-3$	$1,5e-3$	$1,9e-3$

Таким образом, приведенный метод построения ЛФД обеспечивает погрешность измерения менее 1 мм и позволяет не использовать PLL-схемы, вносящие значительные фазовые ошибки.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Poujouly S., Journet B. A twofold modulation frequency laser range finder // Journal of Optics A: Pure and Applied Optics. – 2002. – № 4. – С. 356–363.
2. Бокшанский В. Б., Вязовых М. В., Вун Е Тэ. Метод высокоточного измерения дальности путем использования цифровой обработки эхо-сигнала // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. – 2011. – № 1. – С. 177–188.
3. Ханян Г. С. Аналитическое исследование и оценка погрешностей в задаче измерения параметров гармонического сигнала методом преобразования Фурье // Измерительная техника. – 2003. – № 8. – С. 3–10.
4. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. для вузов. – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006.
5. Beraldin J.-A., Steenaart W. Overflow Analysis of a Fixed-Point Implementation of the Goertzel Algorithm // IEEE Transactions on circuits and systems. – 1989. – Vol. 36. – No. 2. – P. 322–324.
6. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов – М.: Мир, 1978.

Статья поступила в редакцию 26.09.2012