

В.Б. Бокшанский, М.В. Вязовых, Е.Тэ Вун

МЕТОД ВЫСОКОТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ПУТЕМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ЭХО-СИГНАЛА

Описаны принципы построения лазерного фазового дальномера, обеспечивающего высокоточное измерение дальности путем широкого использования цифровой обработки. В основе алгоритма цифровой обработки лежит цифровое вычисление фазы гетеродинированного эхо-сигнала после цифровой БИХ-фильтрации и последующее вычисление дальности.

E-mail: vassily@rl2.bmstu.ru

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

В настоящее время значительно возросла, актуальность задачи измерения расстояния между двумя объектами, особенно в связи с необходимостью высокоточного позиционирования объектов в строительстве, геодезии, военном деле, навигации и т.д. При этом в различных областях использования дальномеров постоянно ужесточаются требования к точности, предельной измеряемой дальности, темпу измерений, массе и габаритам аппаратуры. Так, на рынке гражданских дальномеров появились приборы, способные измерять расстояния до 200 м с погрешностью $\pm 1,5$ мм. Кроме того, появился новый класс приборов – сканирующие дальномеры, позволяющие формировать матрицу дальностей с последующим синтезом компьютерной 3D модели зондируемого объекта.

Среди всех видов лазерных дальномеров именно лазерные фазовые дальномеры (ЛФД) отличаются высокой точностью измерения при относительно малой предельной дальности. Такие различия обусловлены тем, что в качестве источника излучения в ЛФД используется непрерывный полупроводниковый лазер либо светодиод, излучение которых промодулировано одним или несколькими гармоническими сигналами.

Известно, что в ЛФД расстояние определяется путем сравнения фазы модулирующего сигнала на выходе с приемника излучения (фаза излучения, прошедшего расстояние до объекта и обратно) с фазой опорного сигнала (фаза сигнала на источнике излучения).

Расстояние, проходимое световой волной за время t ,

$$l = ct,$$

где c – скорость света.

За то же время фаза модулированного лазерного излучения, прошедшего путь от источника дальномера до объекта и обратно, изменится на величину φ :

$$\varphi = 2\pi f_m t,$$

где f_m – частота модуляции излучения.

Таким образом, приравняв время в последних формулах, можно определить дальность до объекта:

$$l = c \frac{\varphi}{2\pi f_m}.$$

При измерении фазы возникает погрешность $\Delta\varphi$, тогда соответствующая ошибка в измерении расстояния

$$\Delta l = c \frac{\Delta\varphi}{2\pi f_m}.$$

Анализ полученной формулы позволяет заключить, что погрешность измерения дальности Δl тем ниже, чем выше частота модуляции, но для однозначного определения дальности изменение фазы на измеряемом расстоянии должно быть меньше 2π , т. е. двойное расстояние не должно превышать длины волны модуляции. Это накладывает ограничение на максимально допустимое значение частоты модуляции f_m . Как правило, в дальномерах используется не одна, а несколько частот модуляции. Низкая частота определяется максимальной дальностью измерения, последующие – погрешностью измерения на предыдущей частоте (аналогично низкой частоте погрешность более низкой частоты не должна превышать длины волны модуляции следующей частоты). Последняя частота модуляции определяется погрешностью $\Delta\varphi$ и необходимой точностью измерений.

Обычно в дальномерах используются интегральные фазовые детекторы, измеряющие разность фаз между входящим и опорным сигналами от 0 до 180° (при большем фазовом диапазоне возникает неоднозначность). В этом случае необходимо, чтобы при прохождении излучением расстояния до объекта и обратно, фаза последнего изменялась на значение, не превышающее π , т. е. чтобы двойное расстояние соответствовало ее половине длины волны модуляции.

При этом максимальная дальность

$$2l_{\max} \leq \frac{1}{2} T_1 c,$$

где T_1 – период модуляции излучения на первой (низкой) частоте.

Тогда первая частота модуляции

$$f_{1м} \leq \frac{c}{4l_{\max}}.$$

Обычно для фазовых детекторов погрешность измерения фазы с помощью аналоговых интегральных фазометров составляет $0,5...1^\circ$.

Если погрешность существенно превышает требуемую, следует использовать еще одну, более высокую частоту модуляции. Для однозначного определения расстояния необходимо, чтобы погрешность на первой частоте модуляции не превышала половину длины волны второй частоты модуляции, т. е.

$$\Delta l_1 \leq \frac{1}{2} T_2 c \Rightarrow f_{2м} \leq \frac{c}{2\Delta l_1},$$

где T_2 – период модуляции излучения на второй частоте.

Соответственно, на частоте $f_{2м}$ погрешность измерения расстояния

$$\Delta l_2 = \frac{c\delta\varphi_2}{2\pi f_2}.$$

Так как выходное значение является половиной измеренного расстояния, то его погрешность также меньше в 2 раза.

При измерении на частотах $f_{1м}$ и $f_{2м}$ будут получены значения смещения фаз φ_1 и φ_2 .

Расстоянию до объекта и обратно соответствует часть волны модуляции низкой частоты

$$l = \frac{c\varphi_1}{2\pi f_{1м}}.$$

Расстоянию до объекта и обратно соответствует несколько целых длин волн модуляции высокой частоты и еще часть

$$l = N \frac{c}{f_{2м}} + \frac{c\varphi_2}{2\pi f_{2м}}.$$

Итоговое расстояние до объекта рассчитывают из системы уравнений

$$l = \frac{c\varphi_1}{2\pi f_{1м}};$$

$$l = N \frac{c}{f_{2м}} + \frac{c\varphi_2}{2\pi f_{2м}}.$$

Значение N определяют как целую часть выражения:

$$N = \frac{f_{2M}}{4\pi} \left(\frac{2\varphi_1}{f_{1M}} - \frac{\varphi_2}{f_{2M}} \right).$$

Затем определяют расстояние до объекта

$$l = N \frac{c}{f_{2M}} + \frac{c\varphi_2}{4\pi f_{2M}}.$$

Недостатком данного принципа построения дальномера является высокая частота модуляции сигнала f_{2M} . Кроме того, при большом расстоянии до зондируемого объекта и одновременно высокой точности измерения (на уровне 1...5 мм) может потребоваться три и более частот модуляции. Это приводит к усложнению электрической схемы, а также к высокому уровню шумов в электронном тракте, что значительно снижает точность измерений.

Необходимо отметить, что измерение дальности в многочастотном режиме может производиться как последовательно на каждой частоте, так и одновременно на всех частотах. Последний способ является предпочтительным, так как существенно сокращает время измерения.

Рассмотрим напряжение, подаваемое на драйвер лазера и, соответственно, преобразуемое лазером в оптическое излучение.

На выходах генераторов формируются меандры с частотами f_{1M} и f_{2M} . Эти сигналы поступают в аналоговый перемножитель. После перемножения модулирующих меандров результирующее напряжение можно описать следующей функцией:

$$U(t) = \text{comb}\left(\frac{t}{T_2}\right) \text{comb}\left(\frac{t}{T_1}\right).$$

При этом число импульсов в *пачке* можно определить по формуле

$$n = \frac{T_1}{2T_2} = \frac{f_1}{2f_2}.$$

Это значение является существенным, так как для определения разности фаз сигналов фазовым детектором необходимо определенное число импульсов. Для большинства применяемых фазовых детекторов число n не должно быть меньше 20...50.

На рис. 1 представлены графики сигналов, иллюстрирующие работу фазового дальномера в многочастотном режиме при модуляции меандром излучения лазера.

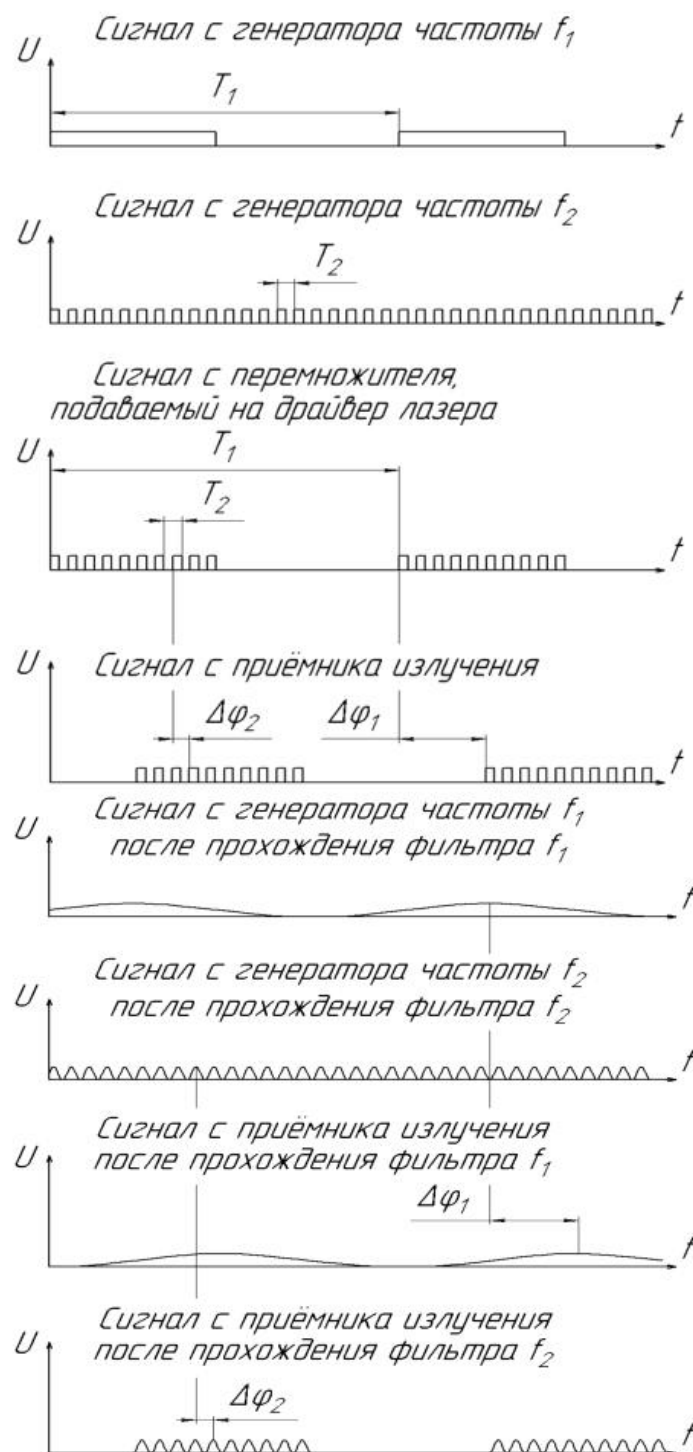


Рис. 1. Графики сигналов, поясняющие работу фазового дальномера в многочастотном режиме при модуляции меандром излучения лазера

В последнее время в результате развития современных цифровых технологий появились эффективные методы, позволяющие повысить точность измерения дальности при одновременном снижении требуемых частот модуляции и упрощении общей электрической схемы дальномера.

Основным источником погрешности измерения дальности является электронный измеритель фазы – фазометр. Задача измерения разности фаз с помощью методов цифровой обработки может быть решена разнообразными способами: *методом компенсации фазы, методом преобразования интервала времени в напряжение, цифровым методом подсчета числа импульсов, методом измерения фазы с преобразованием частоты, квадратурным методом измерения фазового сдвига, синхронным детектированием, методом преобразования Фурье с последующим извлечением фазовой составляющей*, использованием связи между амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристиками посредством преобразования Гилберта для минимально-фазовых цепей. Однако всем перечисленным методам присущи следующие недостатки:

- точность методов сильно снижается при измерении разности фаз зашумленных сигналов, что особенно актуально для схем с ЛФД, использующих преобразование Фурье; в некоторых случаях практически невозможно восстановить фазу зашумленного сигнала;
- все методы, кроме метода с преобразованием Фурье, неоптимальны при цифровой реализации.

Ниже приведен цифровой метод определения разности фаз сигналов, практически лишенный отмеченных недостатков. Данный метод основан на перемножении в цифровом виде выборок двух гармонических сигналов – опорного и рабочего – с последующим выделением фазовой составляющей.

Пусть $s_1 = A_1 \sin(\omega t + \Delta\varphi)$ – принятый сигнал, получаемый из рабочей измерительной цепи, $s_2 = A_2 \cos(\omega t)$ – опорный сигнал. После перемножения сигналов получим выражение, содержащее разность фаз $\Delta\varphi$:

$$s_1 s_2 = A_1 \sin(\omega t + \Delta\varphi) A_2 \cos(\omega t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 [\sin(\Delta\varphi) + \sin(2\omega t + \Delta\varphi)].$$

Результатом перемножения является сумма синуса искомой разности фаз и синуса с удвоенной частотой по сравнению с основной частотой сигнала.

Метод синхронного детектирования предполагает использовать для перемножения два синусоидальных или косинусоидальных сигнала. Такой подход не оптимален, так как в результате получается косинус разности фаз, что вследствие четности косинуса не позволя-

ет восстановить знак разности. Синус – функция нечетная, следовательно, знак разности не теряется.

Классическим методом предотвращения колебаний на удвоенной частоте является использование низкочастотного (НЧ) фильтра. НЧ-фильтрация также оптимальна при аналоговой обработке. Для цифровой же обработки сигнала вместо НЧ-фильтра применяется усреднение. В результате получим

$$\overline{s_1 s_2} = 0,5 A_1 A_2 \sin(\Delta\varphi) + \frac{0,5 A_1 A_2}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \sin(2\omega t + \Delta\varphi) dt \approx 0,5 A_1 A_2 \sin(\Delta\varphi).$$

Поскольку для временного интервала Δt , кратного T , справедливо выражение

$$\int_0^{\Delta t} \sin(2\omega t + \Delta\varphi) dt \approx 0,$$

то окончательный результат для вычисления искомой разности фаз примет вид

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(2 \frac{\overline{s_1 s_2}}{A_1 A_2}\right).$$

Это соотношение позволяет восстановить разность фаз со знаком в диапазоне значений $(-\frac{\pi}{2} \dots +\frac{\pi}{2})$.

Как следует из полученной формулы, для вычисления фазы необходимо знать амплитуды A_1 и A_2 , для этого необходимо усреднить гармонический сигнал по модулю и умножить на $\pi/2$:

$$\overline{s_1} = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |s_1| dt = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin(\omega t + \varphi_1)| dt, \quad \Delta t = kT.$$

Причем

$$\frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin(\omega t + \varphi_1)| dt \approx \frac{2A_1}{T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t) dt = \frac{2A_1}{T} \left(\frac{1}{\omega} \cos(0) - \frac{1}{\omega} \cos(\pi) \right) = \frac{2A_1}{T},$$

откуда следует

$$A_1 = \frac{\pi \overline{s_1}}{2}.$$

Полученные соотношения выполняются тем точнее, чем больше Δt по сравнению с T . Для A_2 амплитуда восстанавливается аналогичным образом.

Усреднение, использованное в полученных формулах, позволяет оценивать разность фаз даже для сильно зашумленного сигнала, что является существенным преимуществом перед другими методами. В результате формула для определения разности фаз примет окончательный вид

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \arcsin \left(\frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\overline{s_1 s_2}}{\overline{s_1} \overline{s_2}} \right). \quad (1)$$

Схема, реализующая алгоритм цифрового вычисления разности фаз между опорным и рабочим сигналами, представлена на рис. 2.

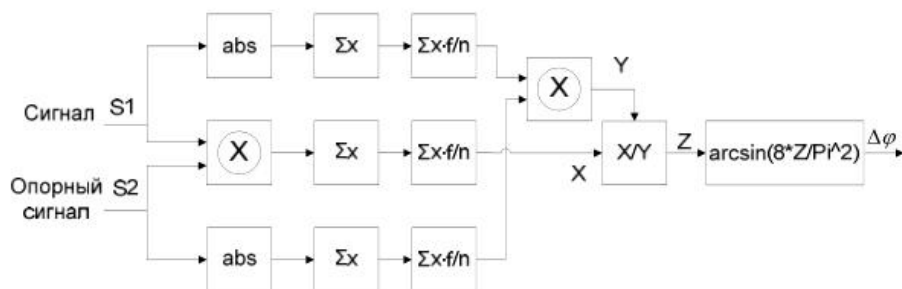


Рис. 2. Функциональная схема цифрового фазового детектора

Для определения значений $\overline{s_1 s_2}$, $\overline{s_1}$, $\overline{s_2}$ входные сигналы s_1 и s_2 перемножаются, затем результаты этого перемножения суммируются за n отсчетов и делятся на n с учетом частоты следования отсчетов выборки. Таким образом, определяется усредненное значение произведения входных сигналов. Следует отметить, что для получения высокой точности определения разности фаз число отсчетов, за которые происходит усреднение, должно быть кратно числу отсчетов, укладывающихся на период модуляции входных сигналов.

Полученные значения $\overline{s_1 s_2}$, $\overline{s_1}$, $\overline{s_2}$ обрабатываются в соответствии с формулой (1). На выходе системы формируется сигнал, несущий информацию о разности фаз $\Delta\varphi$ между входными сигналами s_1 и s_2 .

Использование цифровых методов определения фазы позволяет снизить частоту модуляции сигнала более чем на два порядка. Но обработка сигнала с частотой модуляции в несколько мегагерц требует применения процессоров или программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) с высокой вычислительной мощностью. Од-

нако существует возможность перевести принимаемые сигналы в низкочастотную область без потери информации о фазе. Данная задача решается путем использования *гетеродинирования*.

Как правило, гетеродинирование реализуется на аппаратном уровне в электронном тракте. Получение разностной частоты осуществляется путем перемножения измеряемого сигнала и сигнала с гетеродина. На выходе перемножителя формируется низкочастотный сигнал, который после оцифровки подается в блок обработки. Сигнал с гетеродина должен быть стабильным по частоте и фазе и точно настроен относительно основной частоты измеряемого сигнала. Разностную частоту ω обычно выбирают в диапазоне 1...10 кГц для удобства последующей обработки.

Принятый сигнал, прошедший НЧ-фильтрацию, представляет собой синусоидальный сигнал с частотой ω и фазовым смещением $\Delta\varphi$ и сигнал с гетеродина – косинусоидальный сигнал с частотой $\omega - \omega_0$ и фазовым смещением $\Delta\varphi = 0^\circ$.

Выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ в данном случае можно определить из выражения

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_0 \sin(\omega t + \Delta\varphi) \cdot \cos[(\omega - \omega_0)t] = \\ &= \frac{1}{2} U_0 [\sin(\omega t + \Delta\varphi - (\omega - \omega_0)t) + \sin(\omega t + \Delta\varphi + (\omega - \omega_0)t)] = \\ &= \frac{1}{2} U_0 [\sin(\omega_0 t + \Delta\varphi) + \sin((2\omega - \omega_0)t + \Delta\varphi)]. \end{aligned}$$

Сигнал на выходе смесителя представляет собой сумму двух синусоидальных сигналов с частотами ω_0 и $2\omega - \omega_0$. Составляющая сигнала частотой $2\omega - \omega_0$ подавляется НЧ-фильтром. На выходе фильтра сигнал имеет вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi).$$

Таким образом, напряжение после гетеродинирования и НЧ-фильтрации имеет значительно меньшую частоту при сохранении информации о разности фаз $\Delta\varphi$. При этом низкая частота модуляции ω_0 позволяет продолжить дальнейшую обработку с помощью обычных цифровых процессоров.

Для достижения низкой погрешности вычисления разности фаз цифровым фазометром в соответствии с формулой (1) требуется высокое значение отношения сигнал/шум. Расчеты и компьютерное моделирование показывают, что при отношении сигнал/шум, равном 20, погрешность определения фазы равна $\pi 10^{-3}$, в то время, как при от-

ношении сигнал/шум, равном 50, погрешность снижается в 100 раз и достигает значения $\pi \cdot 10^{-5}$. В связи с этим целесообразно осуществить предварительную узкополосную цифровую фильтрацию обрабатываемых сигналов с целью подавления шумов.

Решение этой задачи в электронном тракте ЛФД возможно и с помощью аналоговых фильтров, однако цифровые фильтры отличаются следующими преимуществами.

1. Возможность реализации фильтров с любыми импульсными и частотными характеристиками в пределах полосы частот, обеспечиваемой АЦП и процессором. При этом можно построить устройства, реализация которых в аналоговом виде крайне затруднительна.

2. Отсутствие таких негативных факторов, как инерционность энергоемких элементов, влияние паразитных связей между отдельными узлами, несогласование узлов по входному сопротивлению.

3. Повторяемость характеристик.

4. Высокая точность воспроизведения операторов преобразования и стабильность характеристик.

5. Нечувствительность к изменениям внешних условий.

6. Высокая надежность в работе.

7. Возможность диагностики и самодиагностики.

8. Модернизация в процессе эксплуатации.

9. Малые габариты и масса, так как не требуется использования дополнительных электронных компонентов.

Реализация узкополосного цифрового фильтра с добротностью более 50 является более простой, если использовать фильтры с бесконечно-импульсной характеристикой (БИХ). Передаточная функция цифрового БИХ фильтра

$$y_n = \sum_{j=1}^M a_j y(n\Delta t - j\Delta t) + \sum_{i=0}^N b_i x(n\Delta t - i\Delta t), \quad (2)$$

где $x(n\Delta t)$, $y(n\Delta t)$ – отсчеты входного и выходного сигналов фильтра соответственно; a_j , b_i – коэффициенты, определяющие параметры фильтра. Выражение (2) представляет собой разностное уравнение, анализ которого позволяет заключить, что для вычисления выходных отсчетов фильтра необходимо периодически выполнять лишь три операции:

- задержку (запоминание) N и M отсчетов соответственно входного и выходного сигналов;
- умножение;
- алгебраическое сложение.

С учетом приведенных особенностей построения отдельных узлов и элементов ЛФД его функциональная схема представлена на рис. 3.

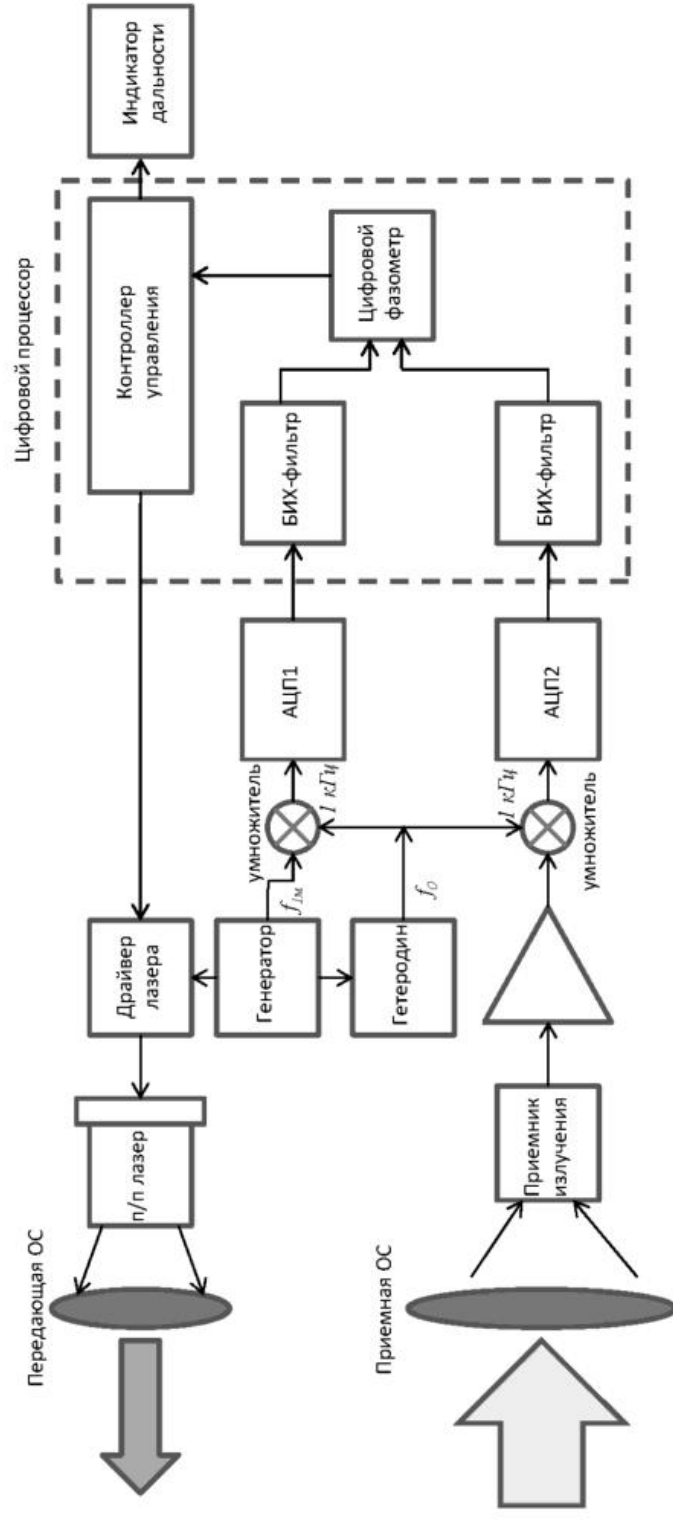


Рис. 3. Функциональная схема современного цифрового ЛФД

Задающий генератор формирует напряжение, изменяющееся по гармоническому закону на частоте модуляции $f_{1м}$ и подаваемое одновременно на драйвер лазера и вход гетеродина. В результате излучение лазера модулируется на частоте $f_{1м}$, а на выходе гетеродина формируется гармонический сигнал с частотой f_0 , отличающийся от $f_{1м}$ на 1 кГц. После перемножения частот выходное опорное напряжение с частотой 1 кГц поступает на АЦП1 и далее в цифровой процессор.

В свою очередь, ФПУ приемного канала регистрирует отраженный от объекта лазерный пучок на частоте модуляции $f_{1м}$. После усиления и перемножения с частотой гетеродина рабочее напряжение частотой 1 кГц поступает на вход АЦП2 и далее в измерительную цепь цифрового процессора.

Оцифрованные сигналы в опорной и измерительной цепях процессора подвергаются узкополосной БИХ-фильтрации, после чего подаются в блок цифрового фазометра. Результат вычисления фазового сдвига поступает в контроллер, который пересчитывает его в значение дальности, выводимое на индикатор. Еще одной важной задачей контроллера является осуществление адаптивного управления мощностью лазерного излучателя в зависимости от расстояния до объекта. Чем ближе объект зондирования – тем меньше мощность лазера.

В НИИ РЛ МГТУ им. Н.Э. Баумана изготовлен действующий макетный образец ЛФД и проведены экспериментальные исследования. Погрешность измерения дальности составила около 1 мм на предельной дальности 35 м при использовании двух частот модуляции: 3 и 12 МГц. Таким образом, представленные принципы построения ЛФД являются перспективными при создании приборов высокоточного (до 1 мм) измерения дальности.

Статья поступила в редакцию 24.11.2011