

## 2. Лазерные фазовые дальномеры

### 2.1 Принцип действия лазерных фазовых дальномеров

Лазерные фазовые дальномеры в отличие от рассмотренных выше импульсных дальномеров обладают существенно меньшей дальностью измерения, но при этом гораздо большей точностью измерений. Такие различия объясняются тем, что в качестве источника излучения в лазерных фазовых дальномерах используется непрерывный полупроводниковый лазер либо светодиод, излучение которых промодулировано одним или несколькими гармоническими сигналами.

В лазерных фазовых дальномерах расстояние определяется сравнением 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  $t$ , равно

$$l = ct, \quad (2.1)$$

где  $c$  — скорость света.

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

$$\varphi = 2\pi f_M t, \quad (2.2)$$

где  $f_M$  — частота модуляции излучения.

Таким образом, дальность до объекта можно определить из выражений (2.1) и (2.2) как

$$l = c \frac{\varphi}{2\pi f_M}. \quad (2.3)$$

При измерении фазы возникает погрешность  $\Delta\varphi$ . Соответствующая погрешность в измерении расстояния  $\Delta l$  составит

$$\Delta l = c \frac{\Delta\varphi}{2\pi f_M}. \quad (2.4)$$

Анализ формулы (2.4) позволяет заключить, что погрешность измерения дальности  $\Delta l$  тем ниже, чем выше частота модуляции, но для однозначного определения дальности изменение фазы  $\varphi$  на измеряемом расстоянии должно быть меньше  $2\pi$ , т. е. двойное расстояние не должно превышать длины волны модуляции. Это накладывает ограничение на максимально допустимое значение частоты модуляции  $f_m$ . Как правило, в дальномерех используют не одну, а несколько частот модуляции. Низкая частота определяется максимальной дальностью измерения, последующие частоты — погрешностью измерения на предыдущей частоте (аналогично низкой частоте, погрешность более низкой частоты не должна превышать длину волны модуляции следующей частоты). Последняя частота модуляции определяется погрешностью  $\Delta\varphi$  и необходимой точностью измерений из уравнения (2.4).

В дальномерах используются интегральные фазовые детекторы, измеряющие разность фаз между входящим и опорным сигналами от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  (при большем фазовом диапазоне возникает неоднозначность). В этом случае необходимо, чтобы при прохождении излучением расстояния до объекта и обратно фаза изменялась на величину  $\varphi$ , не превышающую  $\pi$ , т. е. чтобы двойное расстояние до объекта соответствовало половине длины волны частоты модуляции (рис. 2.1). При этом максимальная дальность определится с помощью выражения

$$2l_{\max} \leq \frac{1}{2}T_1c, \quad (2.5)$$

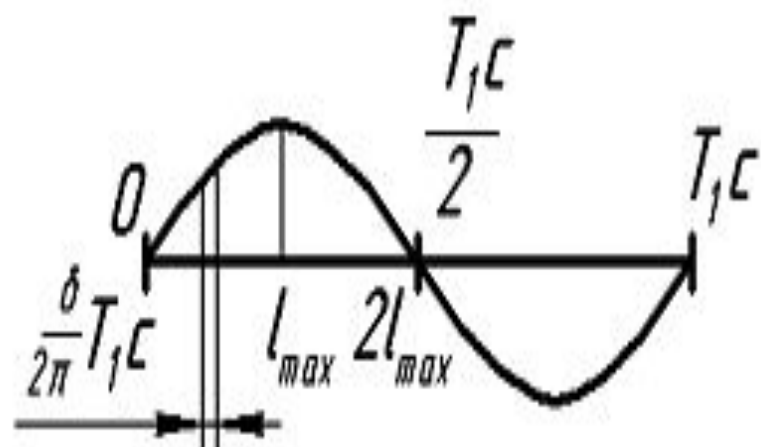
где  $T_1$  — период модуляции излучения на первой (низкой) частоте.

Тогда первая частота модуляции

$$f_{1м} \leq \frac{c}{4l_{\max}}. \quad (2.6)$$

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





**Рис. 2.1.** Схематическое изображение одного периода модулирующего излучения и его соотношение с измеряемой дальностью

Если погрешность существенно превышает требуемую, необходимо 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.

$$\Delta l_1 \leq \frac{1}{2} T_2 c \Rightarrow f_{2M} \leq \frac{c}{2\Delta l_1}, \quad (2.7)$$

где  $T_2$  — период модуляции излучения на второй частоте.

На частоте  $f_{2M}$  погрешность измерения расстояния составит

$$\Delta l_2 = \frac{c\delta\varphi_2}{2\pi f_2}. \quad (2.8)$$

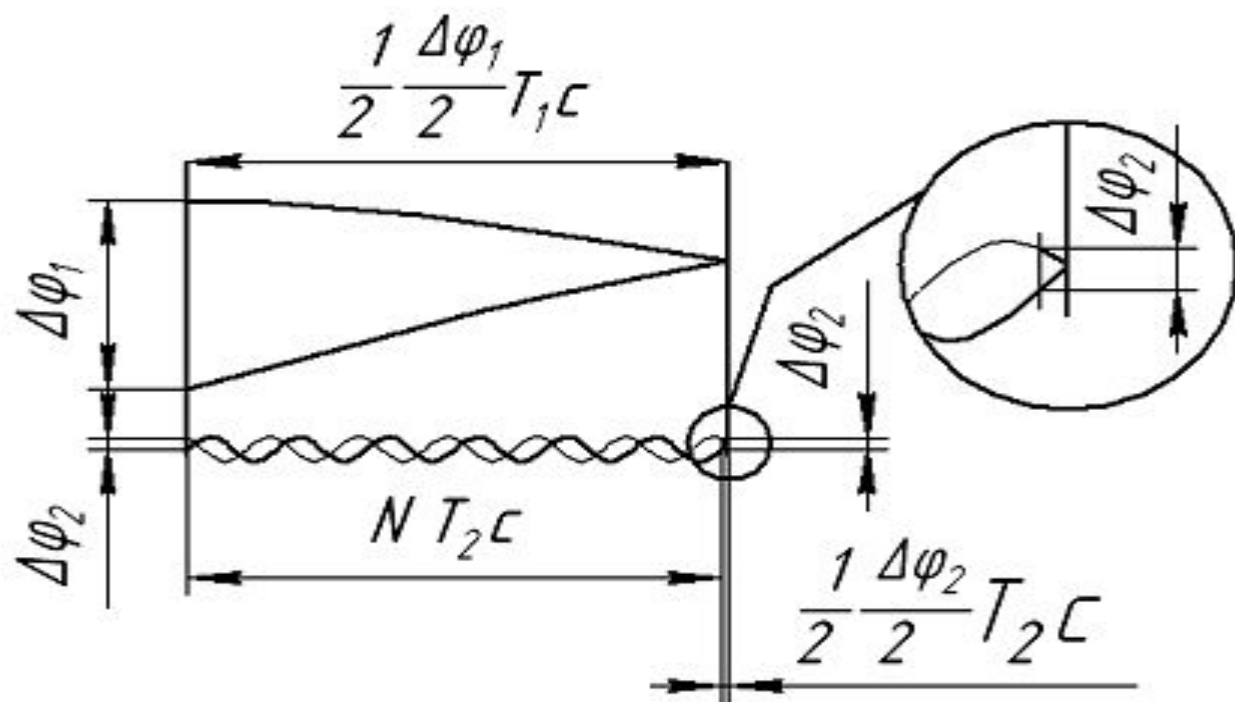
Поскольку выходное значение является половиной измеренного расстояния, его погрешность также меньше в 2 раза. В данном случае она составит  $\Delta l_2/2$ .

При измерении на частотах  $f_{1M}$  и  $f_{2M}$  будут получены значения смещения фаз  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ .

Схематичное изображение процесса распространения модулированного лазерного излучения представлено на рис. 2.2.

Расстояние до объекта и обратно соответствует части волны низкочастотной модуляции:

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



**Рис. 2.2.** Иллюстрация процесса распространения модулированного лазерного излучения

Расстояние до объекта и обратно соответствует  $N$  целым длинам волн высокочастотной модуляции и некоторой дробной части:

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

Итоговое расстояние до объекта определяют из решения системы уравнений

$$\begin{cases} l = \frac{c\varphi_1}{2\pi f_{1M}}; \\ l = N \frac{c}{f_{2M}} + \frac{1}{2} \frac{c\varphi_2}{2\pi f_{2M}}, \end{cases} \quad (2.9)$$

где  $N$  находят как целую часть от выражения

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

Затем получают расстояние до объекта по формуле

$$l = N \frac{c}{f_{2M}} + \frac{1}{2} \frac{c\varphi_2}{2\pi f_{2M}}.$$

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

На рис. 2.3 представлена функциональная схема двухчастотного лазерного фазового дальномера, реализующая классический принцип действия. На выходе генераторов формируются два сигнала в виде меандров с частотой  $f_{1м}$  и  $f_{2м}$ . Эти сигналы логически перемножаются и подаются на драйвер лазера, который, в свою очередь, модулирует ток накачки полупроводникового лазера. Кроме того, эти же сигналы поступают через узкополосные фильтры на два фазовых детектора в качестве опорных напряжений.



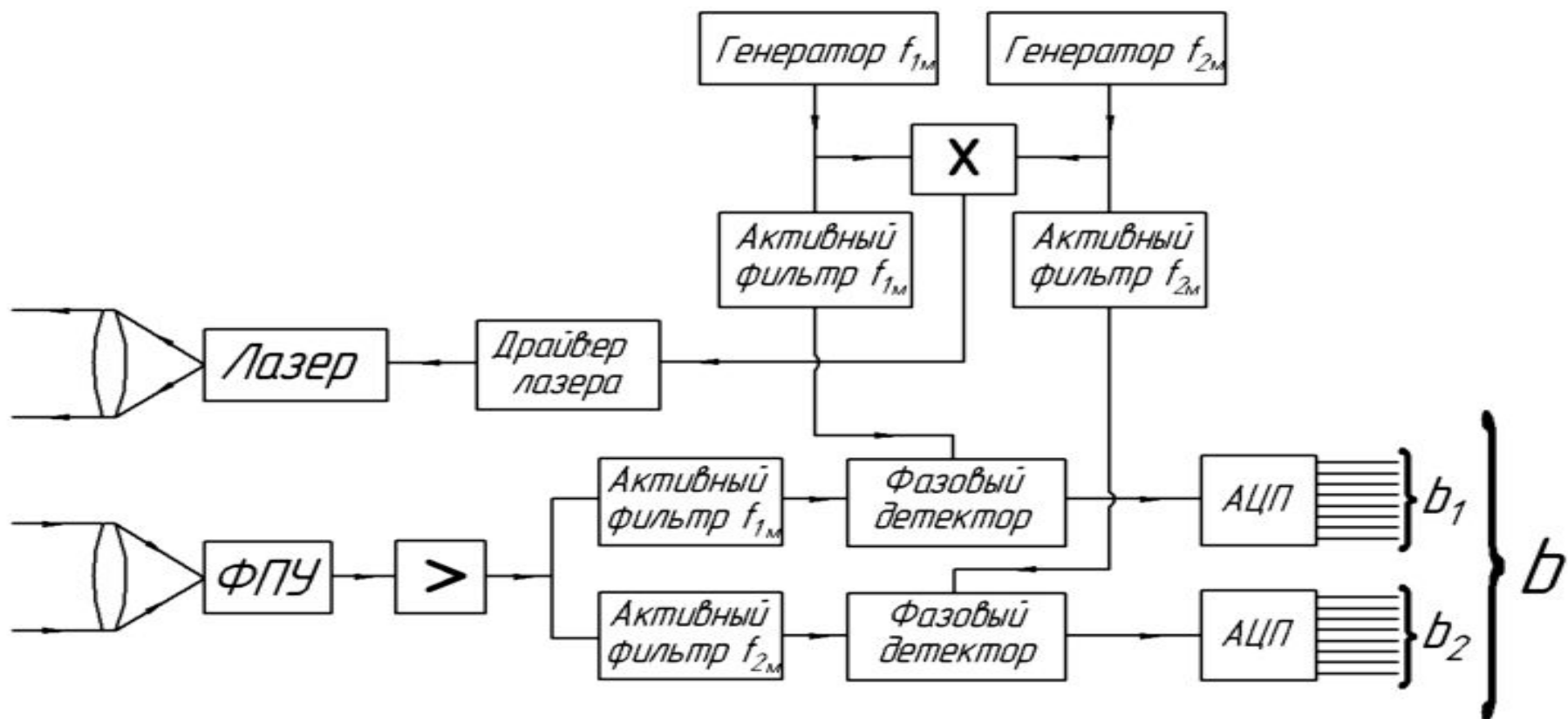


Рис. 2.3. Функциональная схема лазерного фазового дальномера

На выходах фазовых детекторов формируются напряжения, пропорциональные смещению фаз  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , которые впоследствии оцифровываются с помощью АЦП. Результатом оцифровки сигналов являются два двоичных числа с разрядностями  $b_1$  и  $b_2$ .

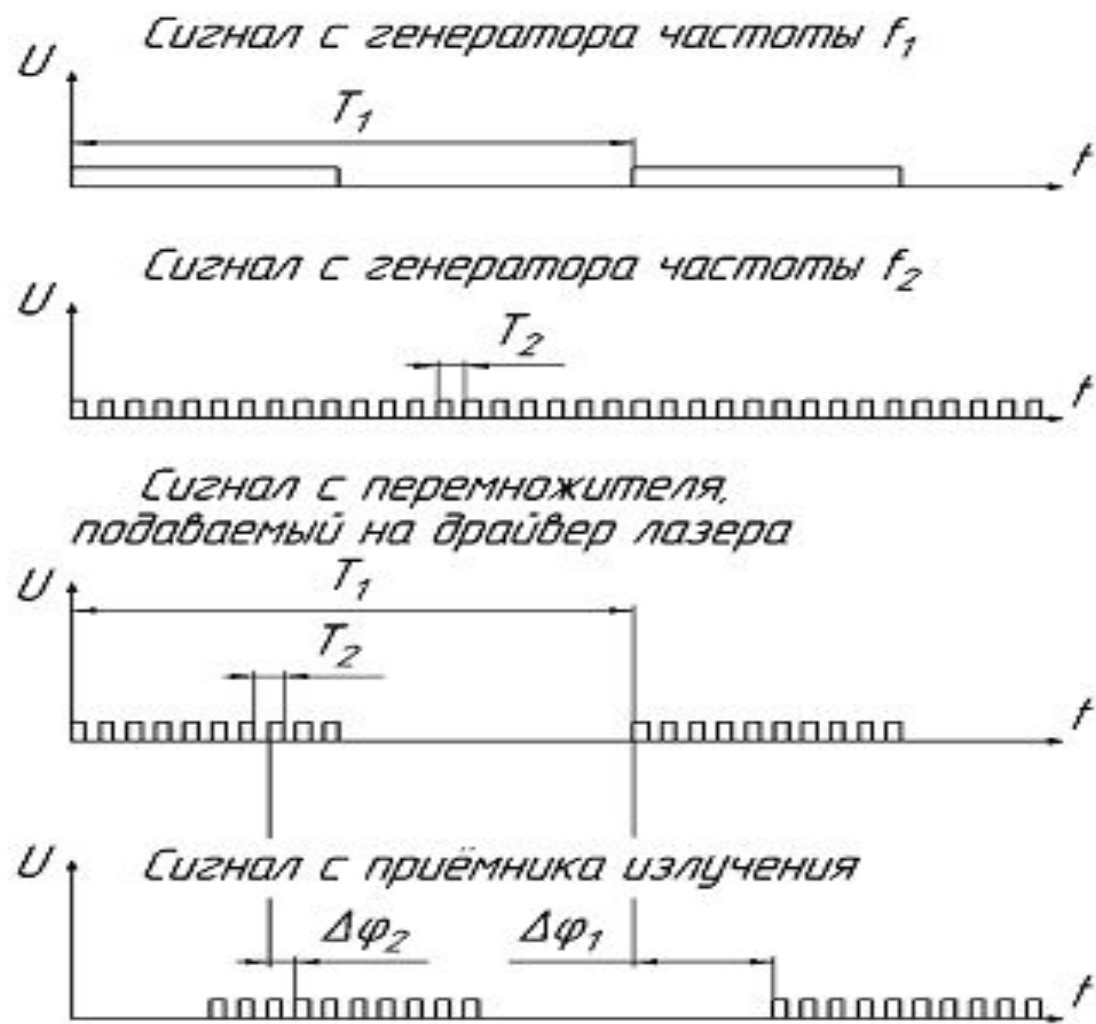
Первое число является грубо определенной дальностью, а второе число — уточнением дальности до значения требуемой погрешности. Для получения итогового результата числа  $b_1$  и  $b_2$  «сшиваются» в одно число с разрядностью  $b = b_1 + b_2$ , которое и будет соответствовать дальности до объекта (с необходимой точностью).

Разрядность  $b_1$  должна удовлетворять условию грубого значения дальности без неоднозначности:

$$2^{b_1} \geq \frac{l_{\max}}{\Delta l_1}. \quad (2.10)$$

В свою очередь, разрядность  $b_2$  должна удовлетворять условию уточнения дальности до величины требуемой погрешности:

$$2^{b_2} \geq \frac{\Delta l_1}{\Delta l_2} = \frac{c}{4f_{2M} \Delta l_2}. \quad (2.11)$$



**Рис. 2.4.** Графики сигналов, поясняющие работу лазерного фазового дальномера



**Рис. 2.4.** Графики сигналов, поясняющие работу лазерного фазового дальномера

Задача измерения разности фаз с помощью цифровой обработки может быть решена разнообразными методами: *методом компенсации фазы, методом преобразования интервала времени в напряжение, цифровым методом подсчета количества 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 амплитудочастотной и фазочастотной характеристиками посредством преобразования Гилберта для минимально-фазовых цепей.* Однако все перечисленные методы обладают следующими недостатками:

– точность методов сильно снижается при измерении разности фаз зашумленных сигналов, что особенно актуально для схем лазерных фазовых дальномеров, использующих преобразование Фурье; так что в некоторых случаях практически невозможно восстановить фазу зашумленного сигнала;

– все методы, кроме метода преобразования Фурье, не оптимальны при цифровой реализации.

Ниже описан цифровой метод определения разности фаз, практически лишенный перечисленных недостатков. Метод основан на перемножении двух гармонических сигналов — опорного и рабочего — с последующим выделением фазовой компоненты.



Пусть  $s_1 = A_1 \sin(\omega t + \Delta\varphi)$  — принятый сигнал, получаемый из рабочей измерительной цепи, и  $s_2 = A_2 \cos(\omega t)$  — опорный сигнал.

После перемножения сигналов запишем выражение, содержащее разность фаз  $\Delta\varphi$ :

$$\begin{aligned} s_1 s_2 &= A_1 \sin(\omega t + \Delta\varphi) A_2 \cos(\omega t) = \\ &= \frac{1}{2} A_1 A_2 [\sin(\Delta\varphi) + \sin(2\omega t + \Delta\varphi)]. \end{aligned} \quad (2.14)$$

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

Для цифровой обработки сигнала вместо низкочастотного фильтра применим усреднение. В результате получим

$$\overline{s_1 s_2} = 0,5 A_1 A_2 \sin(\Delta\varphi) + \frac{0,5 A_1 A_2}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \sin(2\omega t + \Delta\varphi) dt \approx$$
$$\approx 0,5 A_1 A_2 \sin(\Delta\varphi). \quad (2.15)$$

Поскольку для временного интервала  $\Delta t$ , кратного  $T$ , справедливо выражение

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

окончательный результат для вычисления искомой разности фаз будет иметь вид

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(2\frac{\overline{s_1 s_2}}{A_1 A_2}\right). \quad (2.16)$$

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

Как видно из формулы (2.16), для вычисления фазы нужно знать амплитуды  $A_1$  и  $A_2$ , для чего необходимо усреднить по модулю гармонический сигнал и умножить его на  $\pi/2$ :

$$\bar{s}_{1.\text{мод}} = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |s_1| dt = \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin(\omega t + \varphi_1)| dt,$$

при  $\Delta t = kT$

$$\begin{aligned} \bar{s}_{1.\text{мод}} &= \frac{A_1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} |\sin(\omega t + \varphi_1)| dt \approx \\ &\approx \frac{2A_1}{T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t) dt = \frac{2A_1}{T} \left( \frac{1}{\omega} \cos 0 - \frac{1}{\omega} \cos \pi \right) = \frac{2A_1}{\pi}. \end{aligned}$$

Следовательно,

$$A_1 = \frac{\pi \bar{s}_{1.\text{мод}}}{2}. \quad (2.17)$$

Соотношение (2.16), как и (2.17), выполняется тем точнее, чем больше интервал времени  $\Delta t$  по сравнению с периодом  $T$ . Амплитуда  $A_2$  восстанавливается аналогичным образом.

Усреднение, использованное в формулах (2.16) и (2.17), позволяет оценивать разность фаз даже для сильно зашумленного сигнала, что является существенным преимуществом перед другими методами. Таким образом, формула для определения разности фаз примет окончательный вид:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \arcsin \left( \frac{8}{\pi^2} \frac{\overline{s_1 s_2}}{s_{1.\text{мод}} s_{2.\text{мод}}} \right) \quad (2.18)$$

Схема, реализующая алгоритм цифрового вычисления разности фаз между опорным и рабочим колебаниями в соответствии с выражением (2.18), представлена на рис. 2.5.

Для определения значений  $\overline{s_1 s_2}$ ,  $\overline{s_{1.\text{мод}}}$ ,  $\overline{s_{2.\text{мод}}}$  входные сигналы  $s_1$  и  $s_2$  перемножают, затем результаты этого перемножения суммируют за  $n$  отсчетов и делят на  $n$  с учетом частоты следования отсчетов выборки. Таким образом определяют усредненное значение произведения входных сигналов. Отметим, что для получения высокой точности определения разности фаз количество отсчетов, за которые происходит усреднение, должно быть кратно количеству отсчетов, укладывающихся в период модуляции входных сигналов.

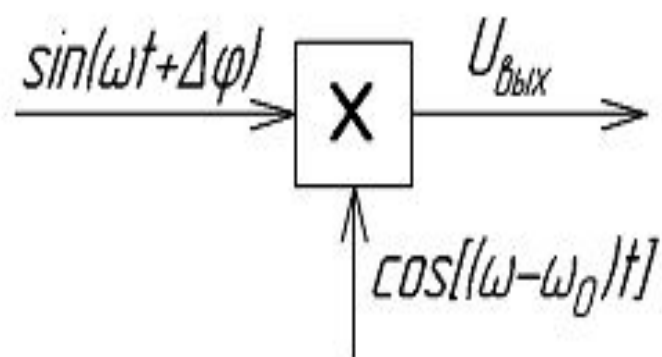


**Рис. 2.5.** Функциональная схема цифрового фазового детектора

Гетеродином называется генератор опорной частоты, на которую требуется понизить принятое колебание. Как правило, гетеродинирование реализуется на аппаратном уровне в электронном тракте. Разностную частоту получают 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 настроенным относительно основной частоты измеряемого сигнала. Разностную частоту  $\omega_0$  обычно выбирают в диапазоне 1...10 кГц для удобства последующей обработки.



На рис. 2.6 представлена схема, поясняющая процесс гетеродинирования измеряемого сигнала.



**Рис. 2.6.** Схема, поясняющая процесс гетеродинирования измеряемого сигнала в рабочем канале

Выходной сигнал  $U_{\text{ВЫХ}}$  в данном случае можно определить с помощью выражения

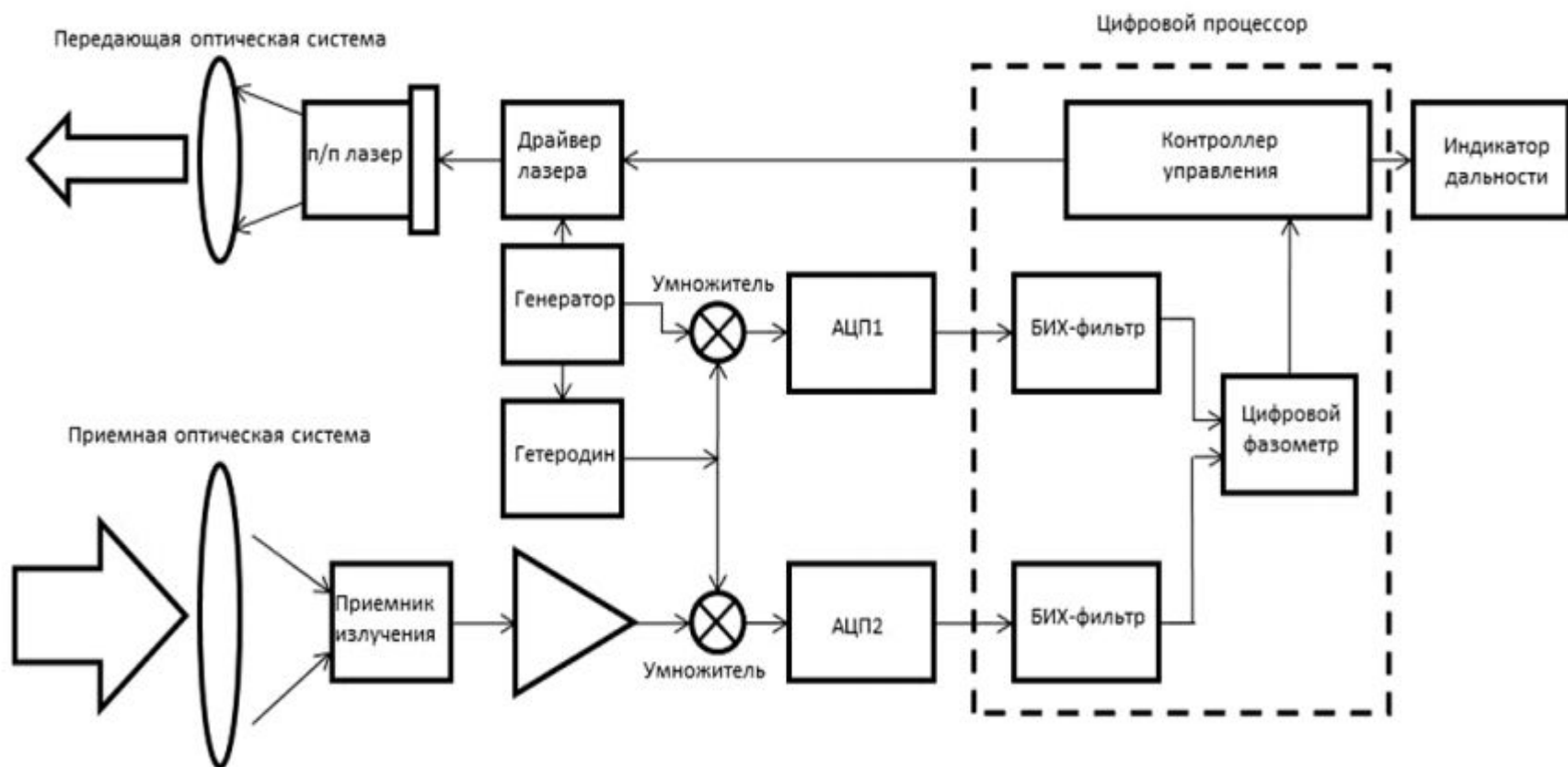
$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= U_0 \sin(\omega t + \Delta\varphi) \cos[(\omega - \omega_0)t] = \\ &= U_0 \frac{\sin(\omega t + \Delta\varphi - (\omega - \omega_0)t) + \sin(\omega t + \Delta\varphi + (\omega - \omega_0)t)}{2} = \\ &= U_0 \frac{1}{2} \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi) + U_0 \frac{1}{2} \sin((2\omega - \omega_0)t + \Delta\varphi). \quad (2.19) \end{aligned}$$

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

$$U = \frac{1}{2} \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi). \quad (2.20)$$

Таким образом, напряжение после гетеродинирования и низкочастотной фильтрации имеет значительно меньшую частоту при сохранении информации о разности фаз  $\Delta\varphi$ . При этом низкая частота модуляции  $\omega_0$  позволяет продолжить дальнейшую обработку с помощью обычных цифровых процессоров.

# Схема современного цифрового лазерного дальномера



**Рис. 2.7.** Функциональная схема современного цифрового лазерного фазового дальномера

Реализация узкополосного цифрового фильтра с добротностью более 50 упрощается, если использовать фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Передаточная функция цифрового БИХ-фильтра определяется следующим выражением:

$$y_n = \sum_{j=1}^M a_j y(n\Delta t - j\Delta t) + \sum_{i=0}^N b_i x(n\Delta t - i\Delta t), \quad (2.21)$$

где  $x(n\Delta t)$  и  $y(n\Delta t)$  — отсчеты входного и выходного сигналов фильтра соответственно;  $a_j$  и  $b_i$  — коэффициенты.

Выражение (2.21) 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.