

УДК 681.786.23

Методы повышения точности измерения в лазерном фазовом дальномере

*Рю Чжэел, студент
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,
кафедра «Лазерные и оптико-электронные системы»*

*Научный руководитель: Бокшанский В.Б., к.т.н., доцент
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана
baryshnikov@bmstu.ru*

В данной работе рассмотрены способы повышения точности измерения дальности и сравнение двух вариантов реализации ЛФД.

Как известно из [1], погрешность измерения дальности у фазового дальномера обратно пропорциональна частоте колебания сигнала:

$$\Delta l = \frac{c \cdot \Delta \varphi}{4\pi \cdot f}$$

Из этого выражения понятно, что чем больше частота, тем меньше погрешности измерения. Однако, при высокой точности измерения и достаточно большой дальности одна частота модуляции лазерного излучения недостаточна для достижения обоих указанных параметров. Чаще всего используют две частоты: низкую частоту для грубого определения дальности и высокую частоту для уточнения измеренной дальности с требуемой точностью.

Основной причиной погрешности фазового дальномера является погрешность фазового детектора, а также нестабильность фазовых характеристик в большинстве элементов ЛФД. В свою очередь, фазовые характеристики элементов дальномера очень сильно зависят от состояния окружающей среды, в том числе, температуры и давления. Для достижения высокой точности измерения необходимо компенсировать фазовые флуктуации компонентов дальномера.

Для минимизации фазовых ошибок компонентов целесообразно использовать как аппаратные средства, так и программные. К аппаратным можно отнести сокращение числа электронных элементов схемы, вносящих фазовые ошибки, использование фазовых температурных компенсаторов, реализация широкополосных схем с «плоской» фазовой характеристикой.

Программные средства дают возможность заменить целый ряд аналоговых компонентов (например, фазовый детектор) цифровыми модулями, алгоритм действия которых не зависит от внешних факторов, а также применить специальные методы обработки (например, методы фильтрации и усреднения по ансамблю выборок), повышающие точность измерения.

К сожалению, невозможно полностью заменить аналоговые элементы цифровыми в силу объективных причин.

Классическое решение компенсации фазовых флуктуаций аналоговых компонентов состоит в том, что по ходу лазерного пучка под углом 45 градусов к нему ставится механическое поворачивающееся отражающее зеркало. Пучок, не выходя из дальномера, после отражения от зеркала сразу падает на приемник. Когда зеркало поворачивается, пучок лучей беспрепятственно распространяется до зондируемого объекта.

Этот метод имеет существенный недостаток: использование механического вращения зеркала приводит к увеличению габаритов дальномера, понижению быстродействия и возникновению дополнительной ошибки при вращении.

Альтернативным методом фазовой коррекции является метод, основанный на использовании двух лазерных излучателей. Первый лазерный диод используется для измерения дальности, а второй диод – для компенсации фазового сдвига. После отражения от зондируемого объекта пучок от первого диода попадает на приемник. А пучок света от второго лазерного диода воспринимается приемником непосредственно, без отражения от объекта. Поскольку расстояние от второго лазерного диода до приемника заранее известно, вычитание фазовых сдвигов при работе с первым и вторым лазерами позволит получить фазовый сдвиг, зависящий исключительно от двойного расстояния до объекта.

Согласно [1] для удовлетворения требованиям заданной дальности (например, 40 м) и точности измерения (например, 1 мм), целесообразно выбрать частоты модуляции $f_1 = 180$ МГц и $f_2 = 1.5$ МГц. Здесь очень важно обеспечить высокую стабильность генерации этих частот f_1 и f_2 .

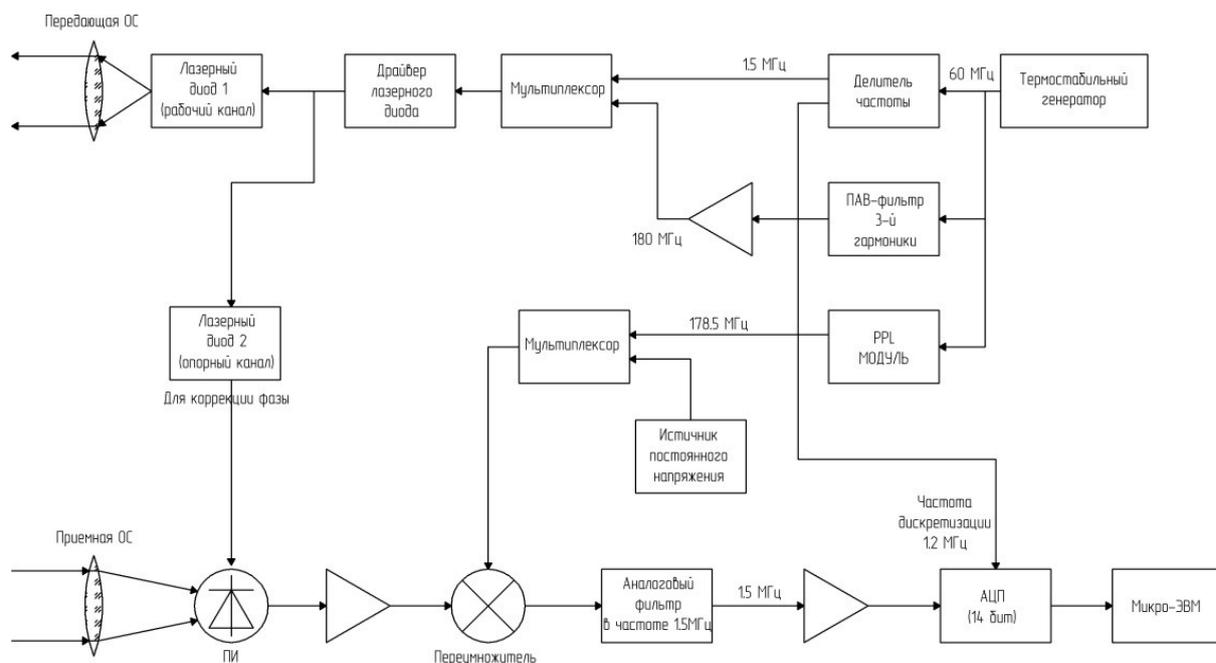


Рис. 1. Функциональная схема фазового дальномера с двумя лазерами

В схеме используется один генератор, сигналы из которого преобразуются в сигналы с разными частотами с помощью делителя частоты, ПАВ-фильтра и PLL-модуля (для дальнейшей обработки сигнала). Они способствуют получению сигнала с очень высокой стабильностью.

Для удобства дальнейшей обработки и уменьшения ошибки преобразуем высокую частоту приемного сигнала в низкую с сохранением фазы путем гетеродинирования с помощью перемножителя и НЧ-аналогового фильтра, настроенного на частоту 1,5 МГц.

На перемножитель гармонических сигналов (смеситель) подан опорный сигнал с частотой, равной разности частот f_2 и f_1 и составляющий 178,5 МГц. Эта частота получена на выходе PLL-модуля.

В результате перемножения принимаемого сигнала и сигнала гетеродина на выходе смесителя образуются две составляющие: ВЧ-составляющая и НЧ-составляющая. Затем НЧ-фильтр подавляет ВЧ-составляющую. В результате фильтра остается только НЧ-сигнал с частотой 1,5 МГц.

Повышение точности дальномера возможно за счет реализации цифровых алгоритмов обработки сигнала на программном уровне. Для этого аналоговый сигнал на выходе НЧ-фильтра подвергается аналого-цифровому преобразованию путем правильного выбора частоты дискретизации и метода фазового детектирования.

В классическом методе синхронного фазометра предлагается вычислять фазовый сдвиг:

<http://sntbul.bmstu.ru/doc/608496.html>

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{2\overline{U_1 U_2}}{A_1 A_2}\right),$$

где $A_1 A_2$ - произведение амплитуд основного и вспомогательного сигналов,

$\overline{U_c \cdot U_{оп}}$ – усредненное значение произведения основного и вспомогательного сигналов.

Как видно, для этого метода необходимо заранее измерить амплитуду сигнала с высокой точностью. Неправильное измерение амплитуды приводит к появлению ошибки.

Другой метод, имеющий преимущество перед рассмотренным выше - квадратурный синхронный фазометр. Данный метод основан на перемножении полезного сигнала с двумя вспомогательными опорными сигналами. На рисунке 2 представлена схема квадратурного синхронного фазометра.

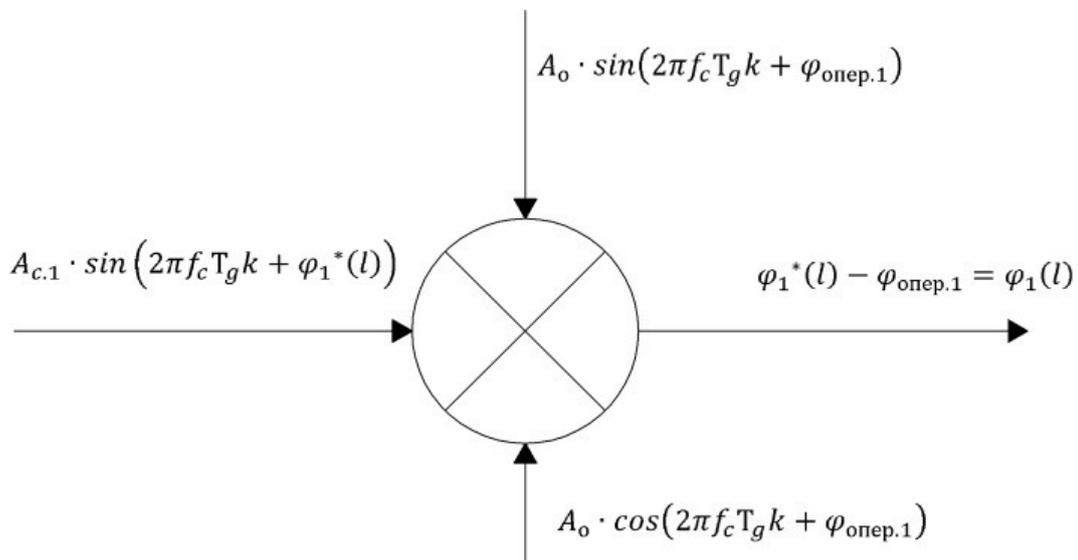


Рис. 2. Схема квадратурного синхронного фазометра

В результате перемножений и последующего усреднения по целому числу периодов N вычисляются два числа, каждый из которых зависит от амплитуды и фазы измеряемого сигнала. В результате остается только первые члены в каждом выражении:

$$\overline{U_1} = A \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N/(f_c T_d)} \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_1) \cos(2\pi f_c T_d k + \varphi_2) = \frac{A}{2} [\overline{\sin(\Delta\varphi)} + \overline{\sin(4\pi f_c T_d k + \varphi_1 + \varphi_2)}]$$

$$\overline{U_2} = A \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N/(f_c T_d)} \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_1) \sin(2\pi f_c T_d k + \varphi_2) = \frac{A}{2} [\overline{\cos(\Delta\varphi)} + \overline{\cos(4\pi f_c T_d k + \varphi_1 + \varphi_2)}]$$

Тогда по простой тригонометрической формуле можно найти $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{U_1}{U_2}\right)$$

Определение фазы цифровым методом позволяет получить результат с точностью, на два порядка большей, чем в аналоговом методе. Но требуется очень высокая вычислительная мощность для работы процессора. Поэтому применяется прием цифровой обработки «undersampling», который позволяет получить сигнал с низкой частотой с сохранением фазы, используя эффект размножения спектров при дискретизации.

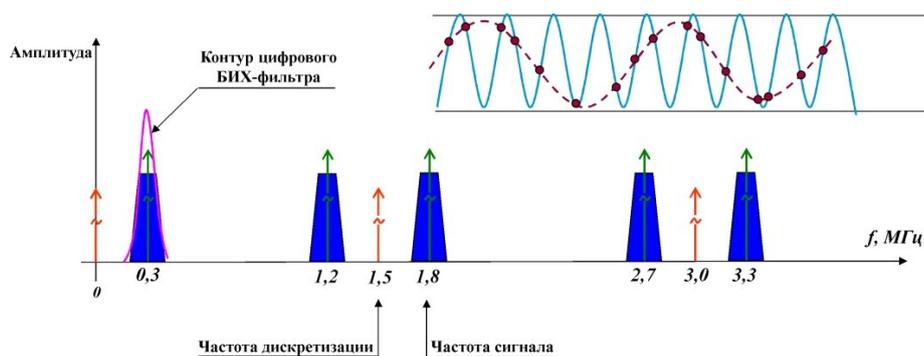


Рис. 3. Схема процесса «undersampling»

Согласно теореме Котельникова, чтобы восстановить сигнал полностью без потери, частота дискретизации должна быть как минимум вдвое выше самой высокой частоты в спектре полезного сигнала. При этом спектры сигнала повторяются с частотой дискретизации. Поскольку спектр сигнала узкий (используется гармонический сигнал), то и частота дискретизации может быть близкой к частоте сигнала. Необходимо отметить, что размножение спектров происходит по всей частотной оси (не только «вверх», но и «вниз»). Выборка спектра сигнала на нужной частоте может быть осуществлена цифровым способом за счет применения узкополосного БИХ-фильтра. Этот прием позволяет снизить требуемое быстродействие процессора, а также уменьшить объем памяти, необходимый для хранения сигнала.

Если частота дискретизации выбирается из условия [3]:

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

где p – целое число, то опорный сигнал принимает только три значения: -1, 0, 1, что позволяет упростить вычисления квадратурного синхронного детектора. Так, при частоте сигнала 1,5 МГц и частоте дискретизации 1,2 МГц (соответствует $p = 1$) самый низкочастотный спектр сигнала будет находиться на частоте 300 кГц.

Таким образом, можно заключить, что двухлазерный фазовый дальномер с цифровой реализацией БИХ-фильтра, квадратурного синхронного цифрового фазометра с <http://sntbul.bmstu.ru/doc/608496.html>

приемом undersampling позволяет повысить точность измерения дальности до 0,3 .. 0,5 мм и понизить требования к элементам системы.

Список литературы

1. Лазерные методы и приборы измерения дальности, под ред. Карасика В.Е. / В.Б. Бокшанский, Д. Бондаренко, М.В. Вязовых, И.В. Животовский, А.А. Сахаров, В.П. Семенов [и др.] М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2012 г. 96 с.
2. Повышение точности лазерного фазового дальномера за счет цифровой обработки сигнала / Б.О. Берников, В.Б. Бокшанский, М.В. Вязовых, А.Н. Перов, С.В. Федоров, Е.В. Можелев, труды 20-й МНТК «Лазеры в науке, технике, медицине», 2012 г., С.123 – 128.
3. S. Poujouly, B. Journet A twofold modulation frequency laser range finder // Journal of Optics A: Pure and Applied Optics. 2002. № 4. С.356-363.