

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 681.786.2

Б. Журне

(Кашан, Франция)

**ОБЗОР ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ
ЛАЗЕРНЫХ ВРЕМЯПРОЛЕТНЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ**

Дан обзор принципов построения современных лазерных дальномеров: от простых, когда дальность определяется временем пролета короткого лазерного импульса, отраженного от цели, дальномеров непрерывного действия, в которых расстояние определяется набегом фазы сигнала, модулирующего лазерный пучок, и до сложных корреляционных устройств с цифровой псевдослучайной модуляцией, отличающихся высокой помехоустойчивостью. Приведены области применения каждого типа дальномеров и дан анализ их достоинств и недостатков.

Введение. Область применения лазерных дальномеров непрерывно расширяется, включая роботизированные системы, неразрушающие испытания, контроль безопасности и автоматическое управление движением транспорта. Большинство таких устройств создано на принципах интерферометрии, гомодинирования, триангуляции и измерения времени пролета. Времяпролетные методы основаны на импульсной, синусоидальной или чирп-модуляции оптического пучка, или даже на модуляции псевдослучайным кодирующим сигналом. Целью данной работы является описание принципов наиболее простых и дешевых систем измерения расстояний. В большинстве случаев для измерения больших и средних дальностей применяется импульсная модуляция. Метод фазовой модуляции применяется для измерения средней или малой дальности. При этом короткий интервал времени пролета преобразуется в достаточно большой фазовый сдвиг сигнала, что достигается или применением процесса гетеродинирования, который сохраняет фазовый сдвиг постоянным, или переносом сдвига фаз на удобную для измерений промежуточную частоту с использованием процедуры соответствующего квантования. Путем комбинации нескольких методов модуляции и введением цифрового управления в систему удастся добиться хороших результатов. Широкополосная модуляция способствует построению более совершенных систем. Например, использование непрерывной частотной модуляции или метода, основанного на частотной чирп-модуляции, разработанной для радаров, позволяет получить очень простые дальнометрические системы. Более сложные модулирующие сигналы требуют и более сложных систем обработки, уже применяемых в системах связи.

В настоящее время применение лазерных дальномеров и систем с их использованием распространяется на измерение больших расстояний, управление роботами, проведение неразрушающих испытаний, автоматизированное управление системами безопасности и транспортными потоками. Существуют различные методы построения лазерных дальномеров [1, 2]: геометрические, интерферометрические и времяпролетные. К геометрическим методам можно отнести проецирование интерференционной картины или оптической решетки, а также методы триангуляции. Системы триангуляции широко используются в промышленности для контроля формы и размеров изделий. Важной проблемой при решении этих задач является преодоление теневых зон. Такие дальномеры дешевы, достаточно точны и могут быть легко реализованы [3]. Телевизионные системы с соответствующим программным обеспечением также получают широкое распространение. Методы, основанные на использовании лазеров (импульсные, интерферометрические [4, 5] и гомодинирования [6, 7]), могут быть отнесены к категории времяпролетных и из-за сложности должны быть рассмотрены отдельно. Основанная на них техника обладает очень высоким разрешением (от 1 мм до 1 мкм), но более дорогостоящая. Она применяется в основном для научных исследований, а не в промышленных технологиях.

Методы, представленные в данной работе, ограничиваются только измерением времени пролета. Время распространения τ_d оптической волны, отраженной от цели, зависит от расстояния d между дальномером и объектом и скорости света; расстояние определяется выражением $d = \frac{c}{2} \tau_d$. Точность

измерения расстояний связана с точностью оценки интервала времени $\delta d = \frac{c}{2} \delta \tau_d$.

Обычный лазерный дальномер включает в себя оптическую головку и электронное измерительное устройство. Оптическая головка всех видов дальномеров состоит из излучающей части (лазера, модулятора) и детектирующей части.

В зависимости от необходимой оптической мощности и методов модуляции в лазерной дальнометрии могут быть использованы YAG-, CO₂-, He-Ne- или полупроводниковые лазеры. Твердотельные или газовые лазеры более предпочтительны в импульсных системах, а лазерные диоды применяются в других системах, где их излучение легко модулируется как по амплитуде, так и по частоте. Но в этом случае важной является проблема фокусировки. Если луч твердотельного или газового лазера практически не расходится, то в случае лазерного диода для хорошей фокусировки на большие расстояния недостаточно одной простой фокусирующей линзы, – требуется сложная оптическая система с применением световолокна [8].

Обычно фотодетектор состоит из лавинного фотодиода и малошумящего усилителя, который должен быть снабжен системой автоматической регулировки усиления.

Луч, отраженный от цели, фокусируется на фотодетекторе широкоапертурным приемным объективом. Применяются различные конструкции оптических головок с отдельными осями для зондирующего и отраженного пучков света, что приводит к ошибкам вследствие параллакса, которые, впрочем, не важны для измерения больших расстояний. Для измерения малых и

средних расстояний применяются головки с одной осью для зондирующего и приемного пучков света.

Чтобы получить информацию об измеряемом расстоянии, необходимо модулировать оптическую мощность лазерного луча так же, как в системах связи. Полагая, что оптическая головка сконструирована таким образом, что она излучает модулированный оптический луч, фокусирует его на цель и детектирует отраженный от цели пучок даже при его существенном затухании, информация о расстоянии может быть получена сравнением параметров эмитируемого и детектируемого сигналов, поступающих в электронный измерительный блок. Структура этого блока зависит от метода измерения и вида модуляции сигнала. Некоторые из них будут рассмотрены далее.

Первый метод является исторически первым и полностью отвечает понятию «время пролета». Это – импульсный метод. Затем будут представлены другие методы, где форма спектра зондирующего сигнала меняется от одночастотного до очень сложного.

1. Измерение задержки импульса. Наиболее естественный метод основан на измерении задержки импульса. Лазерный луч модулируется импульсами, и время пролета, равное интервалу между излучаемыми и принятыми импульсами, определяет измеряемую дальность.

Этот метод берет свое начало с экспериментов по измерению расстояния от Земли до Луны. История лазерной локации Луны началась в 1969 г. с полета «Аполлона-9», когда на Луне были размещены зеркальные датчики в виде уголковых отражателей; аналогичные датчики были использованы при доставке и эксплуатации луноходов. В 1970 г. точность измерений, выполненных в Обсерватории Côte d'Azur во Франции, составляла приблизительно 25 см, в 1984 г. – 15 см. В 1995 г. точность измерений достигла порядка миллиметров [9]. Расстояние приблизительно 385 000 км соответствует времени пролета 1,28 с. Для измерений использовался YAG-лазер с длинами волн $\lambda = 532$ и $\lambda = 1064$ нм. Энергия в одном импульсе составляла 75 мДж, ширина импульса 70 пс при соответствующей мощности 1 МВт. Детектором являлся лавинный фотодиод, работающий при -40 °С в режиме счетчика единичных фотонов.

При импульсном методе расстояние оценивают, измеряя временной интервал между излученным импульсом и отраженным. Соответствующая блок-схема дальномера представлена на рис. 1. Расстояние определяется непосредственно из выражения $d = c\tau_d/2$. Частоты импульсов зависят от вида используемого лазера и находятся в диапазоне от килогерц до мегагерц. При

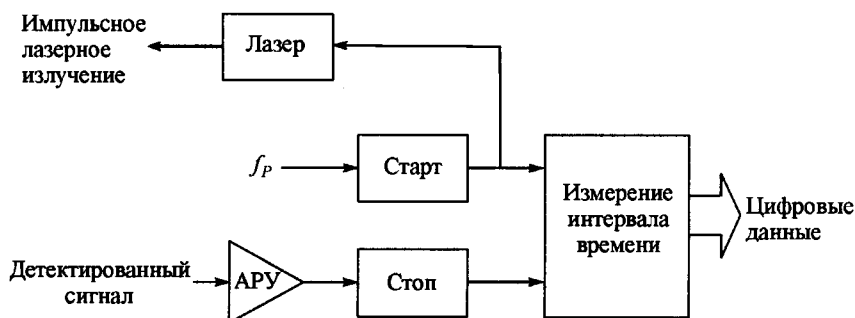


Рис. 1. Блок-схема импульсного лазерного дальномера

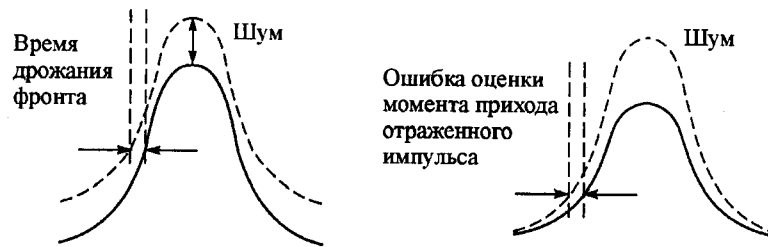


Рис. 2. Дрожание фронта и ошибка измерения момента прихода отраженного импульса

этом в диапазоне дальностей от 0 до $d_{\max} = c/2f_p$ никакой неопределенности в их оценке не возникает.

При использовании импульсного метода основной задачей является определение момента прибытия отраженного импульса. Ослабление импульса и наличие шумов приводят к дрожанию фронтов сигнала и соответствующим ошибкам измерения (рис. 2). Для получения постоянной амплитуды принимаемого импульса и уменьшения упомянутых ошибок в схему вводится модуль автоматического регулирования усиления (АРУ) (см. рис. 1).

Сравнение модуляции синусоидальной волной при измерении сдвига фаз и импульсной модуляции [10] показало, что при низком уровне средней мощности импульсный метод является более предпочтительным, так как вся мощность сконцентрирована непосредственно в световом импульсе. При частоте импульса 4 кГц пиковая (импульсная) оптическая мощность 15 Вт соответствует средней мощности 0,5 мВт, и при такой мощности лазерный дальномер, измеряющий сдвиг фаз, не может работать, так как его точность в данной ситуации ограничивается фоновым излучением. Импульсный метод обычно используется при измерении средних или больших расстояний, потому что на маленьком расстоянии задержка импульса слишком мала для точного определения дальности даже при использовании метода сжатия импульсов, который используется в радарах. Однако и для маленьких расстояний были получены хорошие результаты. При измерении расстояний, меньших чем десять метров, до объектов различного рода максимальная ошибка составила 2 см [11]; скорость получения информации 10 кГц с разрешением 2 мм и ошибкой 7 мм [12].

2. Измерение сдвига фаз. 2.1. Принцип измерения сдвига фаз. Метод измерения сдвига фаз основан на преобразовании времени пролета в сдвиг фаз. Сигнал модуляции при этом является синусоидальной волной с постоянной частотой f_0 , т. е. $s_E(t) = \hat{S}_E \cos(\omega_0 t)$. Сигнал на выходе системы детектирования зависит от сдвига фаз ψ_d , обусловленного временем распространения излучения до цели τ_d , несущего информацию о расстоянии d , которое подлежит определению, а также задержками, вызванными инерционностью излучателя и приемника ϕ_e на частоте модуляции

$$s_D(t) = \hat{S}_D \cos(\omega_0 t + \psi_d + \phi_e),$$

где $\psi_d = 2\pi f_0 \tau_d$.

После излучения, распространения, отражения от цели и детектирования мощность сигнала падает, и этот эффект учитывается введением коэффициента затухания α : $\hat{S}_D = \alpha \hat{S}_E$. Важно отметить, что α зависит от отража-

ющей способности цели и пути распространения оптической волны. Возможность определения обоих параметров ψ_d и α , дающих информацию о расстоянии и типе мишени, может служить основой для построения систем изображения цели [13].

Существуют два важных параметра, характеризующие такую систему. Первый параметр – однозначное (без неопределенности) измерение дальности, которая определяется соотношением $d_0 = c/2f_0$. Важно заметить, что это требование не связано с максимальным рабочим диапазоном дальнометра, который зависит от мощности лазерного диода и отражающей поверхности цели. Второй параметр – разрешающая способность по дальности, которая зависит от разрешения средств измерения фазового сдвига, $\delta d = \delta\phi \frac{c}{4\pi f_0}$.

Если сдвиг фаз может быть измерен с постоянным разрешением, то чем выше частота модуляции, тем лучше разрешение, но, к сожалению, тем труднее исключить неопределенность по фазе. Таким образом, выбор частоты модуляции определяется необходимыми дальностью и разрешением.

2.2. Аналоговая система. Высокоразрешающие аналоговые системы дальнометрии, основанные на измерении фазового сдвига, могут быть созданы на основе гетеродинирования (рис. 3). Поскольку в процессе измерений фазовый сдвиг остается практически постоянным, то короткие временные интервалы, соответствующие измеряемому сдвигу фаз на высокой несущей частоте f_0 , могут быть превращены в достаточно длинные, легко измеряемые на низкой промежуточной частоте f_I [14]. Для использования гетеродинной методики необходимо синтезировать две частоты, одна из которых является частотой модуляции f_0 луча, а другая частотой местного гетеродина $f_{LO} = f_0 - f_I$. Смешение излучаемого $s_E(t)$ и принятого $s_D(t)$ сигналов с сигналом гетеродина $s_{LO}(t) = \hat{S}_{LO} \cos(\omega_I t + \phi_{LO})$ после низкочастотной фильтрации приводит к сигналам промежуточной частоты

$$x_m(t) = \frac{1}{2} k \hat{S}_D \hat{S}_{LO} \cos(\omega_I t + \psi_d + \phi_e - \phi),$$

$$x_r(t) = \frac{1}{2} k \hat{S}_E \hat{S}_{LO} \cos(\omega_I t - \phi).$$

Измерение фазы в диапазоне 2π осуществляется двумя классическими методами: прямой оценкой фазового сдвига подсчетом числа импульсов так-

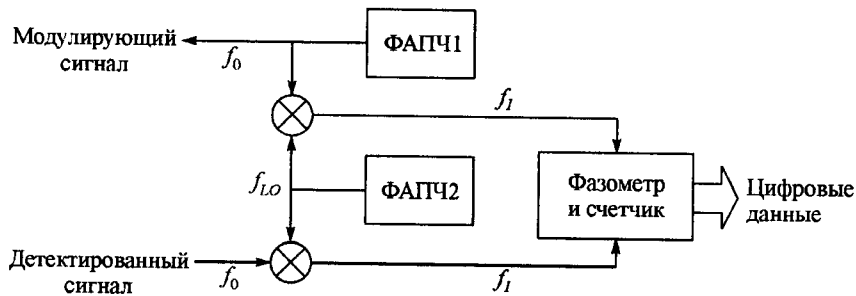


Рис. 3. Измерение сдвига фаз по гетеродинной методике

тогового генератора на интервале времени, эквивалентном разности фаз ψ_d , и синхронным детектированием. Этот интервал τ_m на промежуточной частоте f_I оценивается простым счетчиком, работающим на высокой частоте $f_{СК}$.

Тогда $\tau_m = \frac{f_0}{f_I} \tau_d$ и $\psi_d = 2\pi f_I \tau_m$.

Выбор $f_{СК}$ определяется требуемым разрешением, но ограничивается максимально допустимой частотой счетчика. Частота может синтезироваться генератором опорной частоты f_{ref} таким образом, что $f_0 = Mf_{ref}$, $f_I = f_{ref}/P$ и $f_{СК} = Nf_{ref}$.

Минимальная разрешающая способность по дальности в итоге имеет вид

$$\delta d = \frac{c}{2} \delta \tau_d = \frac{c}{4\pi f_0} \delta \phi = \frac{c}{4\pi f_0} 2\pi f_I \delta \tau_m = \frac{c}{2} \frac{f_I}{f_0} \frac{1}{f_{СК}}.$$

Для исследованного прототипа [14] $f_{ref} = 4$ МГц, $M = 60$, $P = 32$, $N = 41$.

Тогда $f_0 = 240$, $f_I = 125$ и $f_{СК} = 164$ МГц. Так как $\frac{f_I}{f_{СК}} = \frac{1}{NP} = \frac{1}{1312}$, разре-

ние по сдвигу фаз получается лучше чем 10 бит и $\delta \phi = \frac{2\pi}{NP} = 0,27^\circ$. Мини-

мальная теоретическая разрешающая способность по дальности $\delta d = 0,48$ мм и может быть улучшена путем увеличения $f_{СК}$.

Сдвиг фаз ϕ_e , возникающий в электронике, должен быть определен калибровкой. Для измерения с высоким разрешением отношение f_0/f_I берется небольшим, но частота f_{LO} при этом должна быть стабильной, и это – наиболее трудный пункт для хорошей реализации данного метода. Фазовый шум, сопровождающий сигнал $s_{LO}(t)$, является критическим.

Этот метод не обеспечивает информацией о коэффициенте затухания α , но при синхронном детектировании позволяет получить одновременно значения α и ψ_d . В настоящее время взамен аналоговой системы можно разработать цифровую систему, которая будет способствовать осуществлению преобразования фазы в цифровую форму непосредственно вблизи оптической головки.

2.3. Цифровая система. Этот метод, называемый квантованием на промежуточной частоте, сначала был разработан для радиосвязи и объединил технологии субдискретизации и цифрового синхронного детектирования [15]. Использование цифровой методики интересно тем, что процесс преобразования в цифровую форму может быть осуществлен внутри оптической головки. Основным же достоинством метода является возможность использования субдискретизации, которая, действуя аналогично гетеродинированию, переносит процесс измерения в область низких частот. Еще одним достоинством субдискретизации является возможность избежать использования высокой частоты квантования, которая всегда является трудной и довольно дорогой задачей.

Согласно теореме Шеннона преобразование сигнала в цифровую форму требует частоты квантования по времени вдвое большей, чем ширина полосы частот сигнала, даже если частота посылок меньшая, чем частота обрабатываемого сигнала.

Поскольку исходный сигнал на частоте модуляции f_0 после детектирования искажен шумом, то вначале следует осуществить узкополосную фильтрацию с тем, чтобы при выбранной частоте квантования ширина спектра профильтрованного сигнала отвечала теореме Шеннона [16]. Далее следует учесть, что в процессе квантования происходит периодизация на частоте, кратной частоте квантования f_{SP} . Если частота nf_{SP} является ближайшей к частоте несущей f_0 , то $f_0 - nf_{SP} = f_{AL}$ является наименьшей спектральной компонентой квантованного сигнала. После смешения результата с опорным сигналом частоты f_{AL} появится компонента постоянного тока, которая может быть выделена фильтром нижних частот.

Как и в случае аналогового синхронного детектирования, для оценки параметров сигнала следует использовать процесс смешения, заключающийся в умножении сигнала на квадратурные опорные сигналы вида $\sin(\omega_{AL} t)$ и $\cos(\omega_{AL} t)$ [17]. Оба оцифрованных опорных сигнала имеют вид

$$RI[k] = \sin[2\pi f_{AL} kT_{SP}], \quad RQ[k] = \cos[2\pi f_{AL} kT_{SP}].$$

Весьма интересное упрощение процесса умножения может произойти при соответствующем выборе частоты f_{AL} , который является, по сути, выбором частоты квантования. Так, если $2\pi f_{AL} kT_{SP} = k\pi/2$, то значения $RI[k]$ и $RQ[k]$ равны только 1, 0 или -1 , и перемножение таким образом может быть выполнено логическим умножением. Соответствующее условие для частоты квантования: $f_{SP} = \frac{4f_0}{4p+1}$.

После преобразования в цифровую форму на частоте дискретизации f_{SP} принятый сигнал $s_D(t)$ будет иметь вид

$$s_D[k] = \alpha \hat{S}_E \cos[2\pi f_0 kT_{SP} + (\psi_d + \phi_e)].$$

Смешение $s_D[k]$ с $RI[k] = \sin(k\pi/2)$ и $RQ[k] = \cos(k\pi/2)$ ведет к измеряемым величинам $MI[k] = \alpha \hat{S}_E \sin(\psi_d + \phi_e)$ и $MQ[k] = 0$, если k нечетный, и $MI[k] = 0$, $MQ[k] = \alpha \hat{S}_E \cos(\psi_d + \phi_e)$, если k четный.

Из $MI[k]$ и $MQ[k]$ нетрудно получить общий сдвиг фаз $\psi_d + \phi_e$ и коэффициент затухания α . Исходя из измеренных α и ψ_d на всем объекте, возможно восстановить не только форму в значениях расстояний до его поверхности, но и саму поверхность в градациях степени отражения [13].

В качестве примера реализации предложен вариант с $f_0 = 10$, $f_{SP} = 8$ МГц (в этом случае $p = 1$) и $f_{AL} = 2$ МГц, а соответствующий модуль выделения промежуточной частоты показан на рис. 4.

Преимущества техники субдискретизации рассмотрены далее. Среднеквадратичное отклонение оценки фазового сдвига зависит от величины кванта при аналого-цифровом преобразовании и от дрожания квантуемых импульсов [18]. Погрешность фазы $\delta\varphi_{\text{err}} \approx 2\pi f_0 \tau_j$, где τ_j – величина дрожания фронтов, равная ~ 5 пс. Так, при $f_0 = 10$ МГц $\delta\varphi_{\text{err}} \approx 0,018^\circ$, что является хорошим результатом ($5 \cdot 10^{-5}$ для относительной ошибки), но при $f_0 = 100$ МГц погрешность фазы $\delta\varphi_{\text{err}} = 0,18^\circ$, а при $f_0 = 240$ МГц погрешность $\delta\varphi_{\text{err}} = 0,43^\circ$. Этот же результат имел бы место при прямом высокочастотном квантовании. Процесс дискретизации на промежуточной частоте проверен при работе с сигналом от стабилизированного опорного генератора и сдвинутым

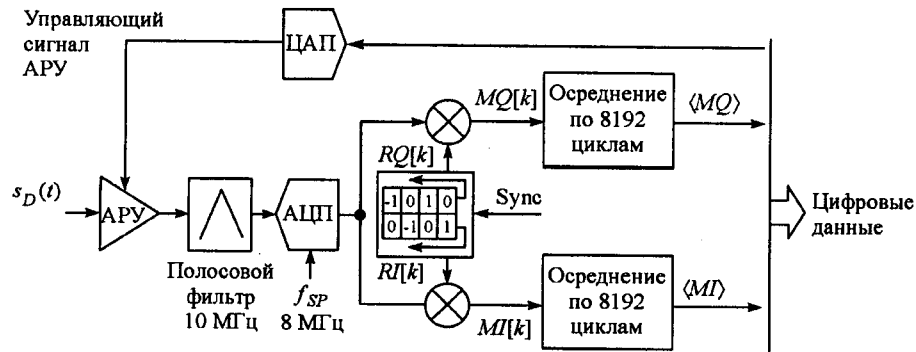


Рис. 4. Блок квантования на промежуточной частоте

по фазе сигналом также от стабилизированного генератора 10 МГц. На рис. 5 представлены ошибки измерения фазового сдвига как функции задаваемого сдвига фаз. Среднеквадратичное отклонение составляет только $0,12^\circ$ при максимальном значении $0,24^\circ$. Этот результат существенно лучше, чем при использовании метода гетеродинирования.

2.4. Системы с двухчастотной модуляцией. Если высокая частота модуляции необходима для улучшения разрешения, то она, к сожалению, уменьшит однозначность оценки расстояния. Для нахождения компромисса необходимо ввести модуляцию двумя частотами: низкая позволит определить расстояния в широком диапазоне, а высокая обеспечить высокое разрешение.

Модуляционные частоты могут быть выбраны следующим образом: $f_{01} = 10 \text{ МГц}$ – низкая, которая обеспечивает однозначность измерений в диапазоне до 15 м, и $f_{02} = 240 \text{ МГц}$ – высокая. Предполагая, что фаза может быть измерена с разрешением $0,2^\circ$, получим разрешение 1 см при частоте f_{01} , которое на частоте f_{02} будет улучшено в 24 раза и составит $0,35 \text{ мм}$.

При этом используется только один усилитель промежуточной частоты для обеих модуляционных частот. Чтобы уменьшить фазовый шум, который очень критичен для измерения фазы с высокой точностью, необходимо син-

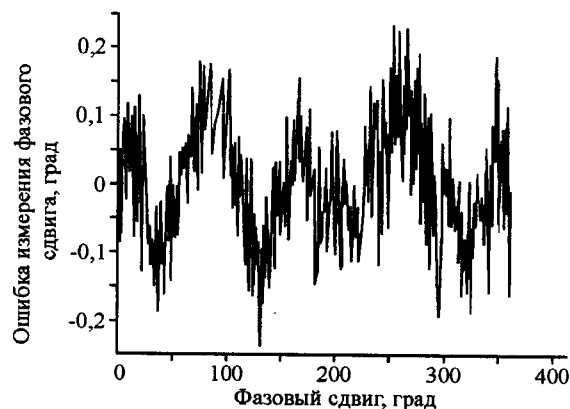


Рис. 5. Результаты измерения фазового сдвига при использовании метода квантования на промежуточной частоте

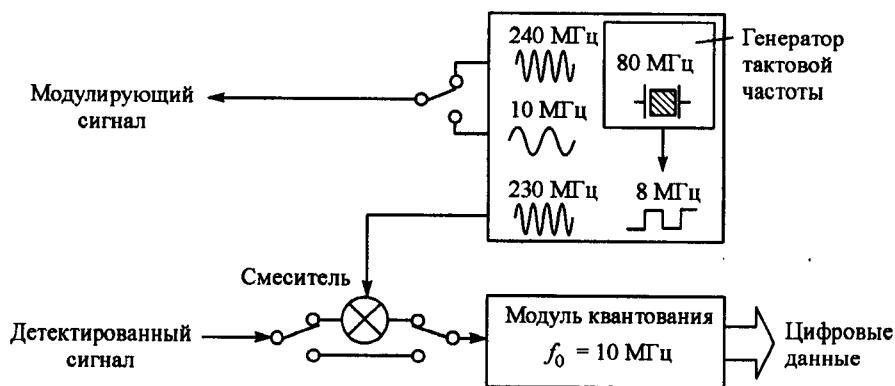


Рис. 6. Структура лазерного дальномера с двумя частотами модуляции

тезировать частоты с минимальным числом элементов фазовой автоподстройки или исключить эти цепи вообще.

При тактовой частоте $f_{СК} = 80$ МГц высокая частота модуляции $f_{02} = 240$ МГц получена путем фильтрации и усиления третьей гармоники ограниченного сигнала тактовой частоты. Низкая частота модуляции $f_{01} = 10$ МГц получается делением частоты опорного сигнала $f_{СК}$ на 8, и частота квантования $f_{SP} = 8$ МГц – делением этой же частоты на 10. Сигнал местного генератора $f_{LO} = 230$ МГц требуется, чтобы сместить f_{02} к 10 МГц перед применением квантования по времени на промежуточной частоте. Эта частота должна быть синтезирована с помощью цепи фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). При этом используется только одна система ФАПЧ, которая дает лучшие результаты по сравнению с аналоговой гетеродинной системой.

Процесс измерения выполняется последовательным переключением частоты модуляции, а сигнал промежуточной частоты 10 МГц должен при этом подаваться на вход устройства квантования. Соответствующая блок-схема показана на рис. 6.

3. Метод с непрерывной частотной модуляцией. Чтобы улучшить разрешение, можно использовать сигналы с более широким спектром, как в [19]. Но в отличие от радара с непрерывной частотной модуляцией частота оптической несущей не модулируется, модуляции подвергается выходная мощность лазерного диода, поэтому этот метод следует считать методом квазинепрерывной частотной модуляции [20, 21]. Для модуляции лазерного диода используется выходной сигнал генератора управляемого напряжения (ГУН), и он же используется как местный гетеродин для смесителя. Частота биений получается путем смещения генерируемого и принимаемого оптического сигналов. Функциональная схема такого дальномера показана на рис. 7.

Фазовый сдвиг принимаемого сигнала относительно модулирующего определяется выражением

$$\Delta\varphi = \left(2\pi f(t) \frac{2d}{c} \right) + (af(t) + b).$$

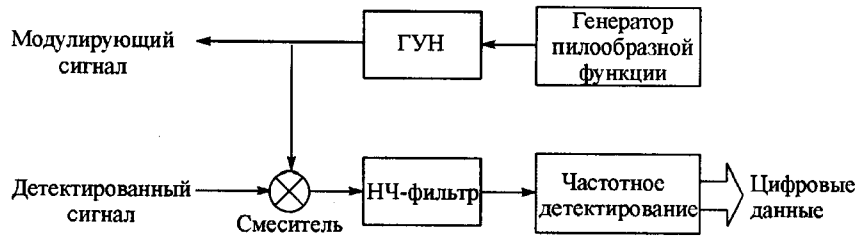


Рис. 7. Функциональная схема лазерного дальномера с квазинепрерывной частотной модуляцией

Этот сдвиг фаз состоит из двух членов: первый получается в результате пролета оптического луча до цели, а второй в результате задержек в цепях электроники, которые не зависят от расстояния d . Измерение, выполненное с помощью оптической головки лазерного дальномера, подтвердило эту гипотезу [22]. Если частота $f(t)$ является линейной функцией времени ($f(t) = \alpha t + \beta$), то частота биений f_B примет вид

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\varphi}{dt} = \alpha \frac{2d}{c} + \alpha \frac{a}{2\pi}.$$

Существует минимальная измеримая частота биений, которую мы полагаем соответствующей полупериоду модулирующего пилообразного сигнала. Таким образом, имеется минимально измеримое расстояние, которое зависит от девиации модулирующей частоты Δf . Ее выбор тесно связан с решаемой задачей и определяется по формуле $d_{\min} = \frac{c}{2\Delta f}$. В работе [23] пред-

ложено ввести задержку внутри дальномера с помощью волоконно-оптической линии, длина которой выбирается равной d_{\min} .

Чтобы показать возможности этого метода, был реализован ряд прототипов, хотя достигнутая точность оказалась недостаточно высокой.

Частотная модуляция выполнялась с помощью ГУН при девиации частоты 50 МГц и центральной частоте 100 МГц. Такие системы реализуются с использованием небольшого числа электронных компонент, относительно дешевы и могут найти применение в робототехнике. Но главный недостаток этого метода связан с нелинейностью ГУН [24]. Погрешность из-за этого составляет 1 %, но может быть улучшена более точным управлением ГУН методами статической компенсации или введением петли обратной связи [19].

4. Корреляционный метод. Чтобы преодолеть проблему нелинейности, необходимо определить «сходство» между излучаемым и принимаемым сигналами. Эта задача сводится к определению степени корреляции между указанными сигналами [25]. Сходство достигает своего максимального значения в момент, соответствующий длительности прохождения лазерного излучения до цели и обратно. К сожалению, при использовании данного метода преимущество измерения фазового сдвига в сравнении с импульсным методом теряется, потому что здесь время пролета должно быть оценено непосредственно. Этот метод является очень устойчивым к аддитивным некоррелированным шумам в излучаемых и принимаемых сигналах, а также явлениям несогласованности между ними. Способность метода корреляции извлечь полезную информацию даже в ситуации, когда уровень сигнала может

быть ниже уровня шума, дает возможность использовать его в системах глобальной навигации [26]. Функциональная схема такой системы аналогична схеме дальномера с непрерывной частотной модуляцией, снабженной двумя блоками АЦП для излучаемого и принимаемого сигналов.

Наиболее важными параметрами являются частота квантования f_{SP} , число точек N_p и разрядность АЦП N_q . Выбор f_{SP} влияет на разрешение, но ограничен техническими соображениями и ценой. Частота квантования в 1 ГГц – разумный выбор. Время пролета лазерного луча в 1 нс соответствует расстоянию 15 см. Если удастся определить максимум коэффициента корреляции за интервал квантования, тогда минимальное разрешение, пропорциональное периоду квантования $T_{SP} = 1/f_{SP}$, составит 15 см. Это разрешение постоянно во всем диапазоне измеряемых расстояний.

Число требуемых отсчетов N_p влияет, во-первых, на качество результата, полученного при вычислении корреляции: чем длиннее сигнал, тем выше его энергия и более точно вычисляется корреляция; во-вторых, на максимальное расстояние, которое может быть измерено. Хорошим компромиссом является $N_p = 10^4$, что дает удовлетворительные результаты по первому критерию и приемлемое предельное расстояние до 1 км.

Исследование влияния уменьшения разрядности квантования также дает обнадеживающие результаты, которые не удивительны, так как корреляционный метод имеет равную чувствительность как к увеличению шума, так и к уменьшению разрядности. Хороший выбор, очевидно, $N_p = 8$ бит.

И, наконец, этот метод дает лучшие результаты в тех случаях, когда дальномер, основанный на измерении фазы, из-за помех уже неработоспособен. В процессе определения коэффициента корреляции могут иметь место случаи больших значений при нулевом сдвиге. С помощью простой программы можно эту компоненту исключить, но при этом следует проверить: не перегружает ли она первые каналы приемника. По аналогии с технологией, используемой в современной системе глобальной навигации (СГН) (системе с широкополосной модуляцией), возможно дальнейшее повышение точности оценки положения максимума корреляционной функции (чем шире спектр модулирующего сигнала, тем уже пик функции корреляции). Этот эффект достигается путем частотной модуляции псевдослучайным кодом. Выбором частоты и скорости псевдослучайных кодов можно адаптировать спектр излучаемого сигнала к различным противоречивым требованиям. Преимущество такой псевдослучайной кодовой модуляции состоит в том, что, как и в системе СГН, можно идентифицировать данный дальномер среди других, работающих на одной и той же несущей частоте.

Заключение. В данной работе представлены принципы построения различных времяпролетных лазерных дальномеров. Первый из них основан на прямом измерении времени пролета импульса лазерного излучения. Вторым принцип использует непрерывную синусоидальную модуляцию лазерного пучка, а оценка расстояния производится путем измерения сдвига фазы принятого излучения. В этой ситуации можно от аналоговой техники гетеродинамирования перейти к цифровому синхронному детектированию и технике субдискретизации. Такая техника позволяет создать уникальные измерительные системы с использованием двух модулирующих частот, а если необходимо, то и многих. Улучшение разрешения лазерных дальномеров возможно, по-видимому, путем подавления фазовых шумов. С этой целью используются широкополосные модулирующие сигналы. Так, например, в системах с

непрерывной частотной модуляцией реализована простая система, основанная на измерении частоты биений посылаемого и принимаемого сигналов. Такие системы очень дешевы, но их возможности ограничены нелинейностью ГУН при его широкополосной модуляции. Эти трудности удалось преодолеть путем создания корреляционных дальномеров, к сожалению, более дорогих, поскольку для получения высокого разрешения необходимо использовать быстродействующие устройства квантования по времени. Действительно, при реализации этого метода также оценивается время пролета, но преимущество преобразования подлежащих оценке коротких интервалов времени при этом теряется. Тем не менее у него есть другие преимущества, например, возможность применить такие более сложные модулирующие сигналы, как псевдослучайные коды, что позволяет не только повышать разрешение, но и легко идентифицировать работу данного дальномера при наличии других. Использование техники телекоммуникаций может существенно улучшить это семейство дальномеров. Важное направление открывает появление дешевых лазерных диодов, допускающих прямую модуляцию частоты света. Подобные устройства аналогичны микроволновым дальномерам и могут применяться не только в исследовательских целях, но и в реальных технологиях. Они, по существу, являются интерферометрическими лазерными радарами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Forrester P. A., Hulme K. F.** Laser range-finders // *Opt. and Quantum Electron.* 1981. **13**. P. 259.
2. **Yakovlev V. V.** High-precision laser range-finders and laser systems for industrial use // *Sov. Journ. Opt. Technol.* 1993. **60**, N 10. P. 720.
3. **Mantey D. W., Knapp K. N., Lee D.** Calibration of a laser range-finding coordinate-measuring machine // *Opt. Eng.* 1994. **33**, N 10. P. 3272.
4. **Gillard C. W., Buholz N. E.** Progress in absolute distance interferometry // *Opt. Eng.* 1983. **22**, N 3. P. 348.
5. **Kinder T., Salewski K. D.** Absolute distance interferometry (ADI) with grating stabilized tunable diode laser at 633 nm // *Proc. of ODIMAP III. Pavia, Italy, 2001.* P. 25.
6. **Wang W. M., Grattan K. T. V., Palmer A. W., Boyle W. J. O.** Self-mixing interference inside a single-mode diode laser for optical sensing applications // *Journ. Lightwave Technol.* 1994. **12**, N 9. P. 1577.
7. **Giuliani G., Servagent N.** Self-mixing technique for sensing applications // *Proc. of ODIMAP III. Pavia, Italy, 2001.* P. 140.
8. **Pfeifer T., Gloeckner C.** Applications for a new laser based straightness metrology system // *Proc. of the IMEKO-SPIE Laser Metrology'1999. Florianopolis, Brazil, 1999.* P. 1.21.
9. **Samain E., Mangin J. F., Veillet C. et al.** Millimetric lunar laser ranging at OCA (Observatoire de la Côte d'Azur) // *Astron. Astrophys. Suppl. Ser.* 1998. **130**. P. 235.
10. **Koskinen M., Kostamovaara J., Myllylä R.** Comparison of the continuous wave and pulsed time-of-flight laser range-finding techniques // *Proc. of the SPIE Optics, Illumination, and Image Sensing for Machine Vision VI.* 1992. **1614**. P. 296.
11. **Kaisto I., Kostamovaara J., Manninen M., Myllylä R.** Optical range-finder for 1,5–10 m distances // *Appl. Opt.* 1983. **32**, N 20. P. 3258.
12. **Moring I., Heikkinen T., Myllylä R., Kilpela A.** Acquisition of three-dimensional image data by a scanning laser range-finder // *Opt. Eng.* 1989. **28**, N 8. P. 897.

13. **Frölich C., Mettenleiter M., Haerlt F.** Imaging laser radar for high-speed monitoring of the environment // Proc. of SPIE, Intelligent Transportation Systems. 1997. **3207**. P. 50.
14. **Journet B., Poujouly S.** High resolution laser range-finder based on phase-shift measurement method // Proc. of the SPIE Three-dimensional Imaging and Laser-based Systems for Metrology and Inspection IV. Boston, USA, 1998. **3520**. P. 123.
15. **Kester W.** Undersampling applications // Practical Analog Design Techniques, Analog Devices, ISBN 0-916550-16-8. 1995.
16. **Qi R., Coakley F. P., Evans B. G.** Practical consideration for bandpass sampling // Electron. Lett. 1996. **32**, N 20.
17. **Feixue W., Shaowei Y., Guirong G.** Mixer free digital quadrature demodulation based on second order sampling // Electron. Lett. 1998. **34**, N 9.
18. **Souders T. M., Flach D. R., Hagwood C., Yang G. L.** The effects of timing jitter in sampling systems // IEEE Trans. on Instrum. and Measur. 1990. **39**, N 1.
19. **Lowbridge P. L.** The design considerations and realization of low cost 77 GHz radar sensor for vehicle applications // Proc. of Microwave and RF'95 Conf. London, 1995. P. 123.
20. **Collins S. F., Huang W. X., Murphy M. M. et al.** A simple laser diode ranging scheme using an intensity modulated FMCW approach // Meas. Sci. and Tech. 1993. **4**. P. 1437.
21. **Stann B. L., Ruff W. C., Sztankey Z. G.** Intensity-modulated diode laser radar using frequency modulation continuous wave ranging techniques // Opt. Eng. 1996. **35**, N 11. P. 3270.
22. **Bazin G., Journet B., Placko D.** Nondestructive control with a network analyzer and a simple laser range-finder // Journ. of Optics. 1998. **29**. P. 206.
23. **Dupuy D., Lescure M., Cousineau M.** A FMCW laser range-finder based on a delay line technique // Proc. of the IEEE/IMTC 2001. Budapest, Hungary, 2001.
24. **Journet B., Bazin G.** RF problems in a FMCW-like laser range-finder // Proc. of IEE, IEEE/MTT-S, M+RF 97, London, GB, 1997. P. 279.
25. **Journet B., Lourme J. C.** Concept of a new laser diode range-finder based on correlation method // Proc. of the IMEKO'2000. Wien, Austria, 2000. **II**. P. 211.
26. **Hofman-Wellenhof B., Lichtenegger H., Collins J.** GPS Theory and Practice. Springer-Verlag, 1992.

*Лаборатория электрических сигналов
и робототехники,
E-mail: bernard.journet@satie.ens-cachan.fr*

*Поступила в редакцию
21 июня 2003 г.*