

## ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ И РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ АКУСТООПТИЧЕСКИХ ГЕТЕРОДИННЫХ ЛАЗЕРНЫХ ИНТЕРФЕРОМЕТРОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ. АДАПТИВНЫЙ ЛАЗЕРНЫЙ ИНТЕРФЕРОМЕТР

В статье рассмотрены вопросы реализации в акустооптическом (АО) гетеродинном лазерном интерферометре (в дальнейшем — лазерный интерферометр) дифференциального двухтактного метода измерения перемещений при использовании фазового интерполятора и фазометра. Для снижения уровня шумов в измерительном сигнале введена система фазовой автоподстройки частоты с малым джиттером. В первом такте в начале движения объекта за счет высокой точности фазометра реализованы т.н. «медленные точные» измерения с высокой разрешающей способностью, вплоть до  $\approx \lambda / 10000$ , где  $\lambda$  — длина волны лазерного излучения. Для высокой скорости движения объекта используется второй такт «быстрых грубых» измерений при работе быстродействующего фазового интерполятора и блокировке фазометра. Подобным двухтактным принципом работы лазерного интерферометра улучшаются динамические и метрологические параметры измерений перемещений объекта.

**Ключевые слова:** лазерный интерферометр, адаптивный интерферометр, фазовый сдвиг, фазовый интерполятор, фазометр, фазовая автоподстройка частоты, шумы сигнала, джиттер.

**Введение.** Вопросы повышения точности и разрешающей способности  $\Delta l_{pc}$  при измерении перемещений объектов акустооптическими (АО) гетеродинными лазерными интерферометрами (в дальнейшем — лазерный интерферометр), рассматривались в [1–7]. Разрешающая способность  $\Delta l_{pc}$  при использовании фазовых интерполяторов (в дальнейшем — интерполятор) в лазерных интерферометрах [5, 8, 9] определяется выражением:

$$\Delta l_{pc} = \frac{\lambda}{2k_{инт}} = \frac{\lambda}{2^{N_{инт}+1}}, \quad (1)$$

где  $k_{инт} = 2^{N_{инт}}$ , а  $k_{инт}$  и  $N_{инт}$  — коэффициент интерполяции и разрядность интерполятора, где  $\lambda$  — длина волны лазера.

Однако недостатком интерполяторов является зависимость количества используемых каналов от разрешающей способности  $\Delta l_{pc}$ . Так, при  $\Delta l_{pc} = \lambda / 64 \approx 0,01$  мкм используется 16 каналов измерения [5], а для достижения  $\Delta l_{pc} = \lambda / 10000 \approx 0,06$  нм их потребуется 2500, что трудно реализуемо.

Для лазерных интерферометров с частотным выходом [2–4] значение  $\Delta l_{pc}$  достигает  $\approx \lambda / 1000 \approx 0,6$  нм, с анизотропным преобразованием света на частоте АО модуляции  $f_{ом} = 40$  МГц и фазоцифровым преобразованием (ФЦП) на базе микросхем ПЛИС с тактовой частотой до  $\approx 300$ –400 МГц получено

$\Delta l_{pc} \approx \lambda / 1000 \approx 0,6$  нм [6]. Согласно с ФЦП на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) достижимый уровень  $\Delta l_{pc}$  составляет  $\approx \lambda / 3000 \approx 0,2$  нм [7].

Разрешающая способность  $\Delta l_{pc}$  связана с максимальной контролируемой скоростью движения объекта  $v_{max}$  и рабочей частотой  $f_{изм}$ :

$$v_{max} = \Delta l_{pc} \cdot f_{изм} \quad (2)$$

Как видно из (2), одновременное повышение  $v_{max}$  при уменьшении  $\Delta l_{pc}$  являются взаимоисключающими требованиями. Один из вариантов преодоления этого противоречия заключается в делении единого процесса измерений на всем участке движения на два такта: «медленные и точные» и «быстрые и грубые» измерения с их гибким адаптивным поочередным переходом от одного к другому в зависимости от скорости движения  $v$  объекта. Такой подход предполагает подробное рассмотрение вопросов обеспечения этих возможностей с повышением  $v_{max}$  и уменьшением  $\Delta l_{pc}$ . Подобные вопросы недостаточно отражены в открытой печати, и данная статья направлена на восполнение этого пробела.

**1. Алгоритм работы и схема адаптивного лазерного интерферометра.** Разработанный принцип действия адаптивного лазерного интерферометра на примере двухэтапного способа измерений пе-

Параметры двухэтапных измерений перемещений адаптивным лазерным интерферометром для разных фаз движения

Фазы движения	Без движения	Разгон		Быстрое движение	Торможение		Без движения
Скорость движения	$v=0, a=0$	малая скорость $v < v_1, a > 0$	средняя скорость $v > v_1, a > 0$	высокая скорость $v > v_1, a \approx 0$	средняя скорость $v > v_1, a < 0$	малая скорость $v < v_1, a < 0$	$v=0, a=0$
Средства измерений	интерполятор + фазометр		интерполятор			интерполятор + фазометр	

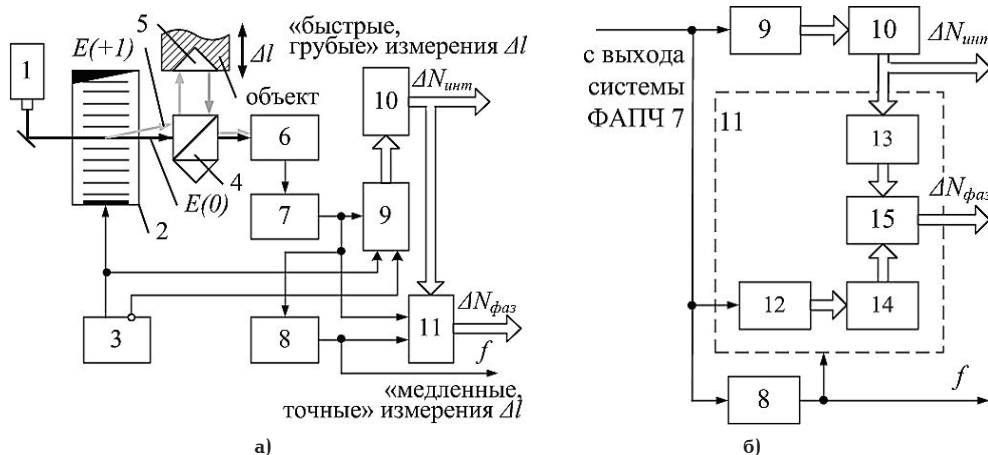


Рис. 1. Схема лазерного интерферометра (а) и его блок-схема (б)

ремещений заключается в следующем. Почти все перемещения начинаются и заканчиваются статическим положением объекта, поэтому процесс движения объекта можно условно разбить на семь фаз (табл. 1): без движения ( $v=0, a=0$ ) → разгон (малая скорость  $v < v_1, a > 0$ ) → разгон (средняя скорость  $v > v_1, a > 0$ ) → быстрое движение (высокая скорость  $v > v_1, a \approx 0$ ) → торможение (малая скорость  $v < v_1, a < 0$ ) → без движения ( $v=0, a=0$ ), где  $v$  и  $v_1$  — скорость и пороговая скорость движения объекта,  $a$  — ускорение.

В соответствии с этим на начальной и конечной стадиях движения до и после достижения пороговой скорости  $v_1$ , т.е. когда  $v < v_1$ , используются «медленные и точные» измерения при совместной работе высокоточного фазометра и фазового интерполятора. На высоких скоростях при  $v > v_1$  — «быстрые и грубые» измерения работает только интерполятор при заблокированном фазометре.

В упрощенном виде работа разработанного адаптивного лазерного интерферометра (рис. 1а) заключается в следующем. Луч лазера 1 проходит через возбуждаемый генератором 3 АО модулятор 2 с появлением на выходе при дифракции Брэгга отклоняющегося лазерного луча в виде  $E(+1)$  дифракционного порядка (выделен серым). Нулевой порядок дифракции  $E(0)$  (выделен черным) проходит через оптическую схему 4 (светоделитель + опорная трипель-призма) на вход фотоприемника 6.

Отклоненный  $E(+1)$  дифракционный порядок направляется на трипель-призму 5, перемещаемую вместе с объектом на интервале  $\Delta l$ , и, возвращаясь назад, проходит через оптическую схему 4. Далее, направляясь последней и интерферируя с нулевым порядком дифракции  $E(0)$  на входе фотопри-

емного устройства 6, приводит к формированию на его выходе электрического сигнала на разностной гетеродинной частоте (с учетом доплеровского набега частоты  $f_{гон}$  от перемещений трипель-призмы 5. Этот сигнал проходит через систему ФАПЧ 7 с существенным ослаблением шумов  $\Delta \varphi_{ш}$ , следует на вход интерполятора 9, фазометра 11 и частотомера 8.

С помощью двух опорных противофазных сигналов генератора 3 и измерительного сигнала с выхода системы ФАПЧ 7 интерполятор 9 формирует на своем выходе последовательность импульсов. Она поступает на реверсивный счетчик 10 для накопления и формирования цифрового кода  $\Delta N_{инт}$  для «быстрых и грубых» измерений перемещений в большом диапазоне, т.е. для полного  $\Delta l$ . Число каналов  $N_1$  интерполятора 9 подобрано таким, чтобы формировать разрешающую способность лазерного интерферометра  $\Delta l_{р1}$ .

Часть цифрового кода  $\Delta N_{инт}$ , соответствующая дробной части перемещения  $\Delta l$ , т.е. малому диапазону, внутри  $\lambda/2$  (с учетом двойного хода луча) поступает также на первый вход фазометра 11, который измеряет сдвиг фазы между первым (как цифровой формы сигнала) и измерительным сигналом на выходе системы ФАПЧ 7 с разрешающей способностью  $\Delta l_{р2}$ . Формируемый фазометром 11 цифровой код  $\Delta N_{фаз}$  является дополнением цифрового кода  $\Delta N_{инт}$ .

Фазометр 11 (рис. 1б) может быть реализован на основе цифровой обработки сигнала, включая АЦП 12, первый 13 и второй 14 обработки сигнала и блок обработки данных 15 [10–12].

В связи с превышением разрешения фазометра 11 над интерполятором:  $\Delta l_{р2} < \Delta l_{р1}$  первым фактиче-

ски осуществляются «медленные и точные» измерения т.н. «недоизмеренного» фазового сдвига  $\Delta\phi'_{\text{вх}}$  в малом диапазоне, т.е. внутри  $\lambda/2$ , существенно повышая разрешающую способность лазерного интерферометра и реализуя тем самым дифференциальный метод измерения.

Частотомер 8 измеряет частоту сигнала с выхода системы ФАПЧ 7 и формирует выходной сигнал  $f$  для последующей компенсации нелинейности ФЧХ фотоприемного устройства 6. Также частотомер 8 используется для блокировки фазометра 11 при превышении максимальной скорости движения объекта:  $v \geq v_1$  и выходе за пределы «медленных и точных» измерений.

**1.1. «Быстрые и грубые» измерения перемещений в большом диапазоне.** Такт «быстрые и грубые» измерения реализуется при  $v \geq v_1$ , когда фазометр 11 заблокирован, а измерения фазового сдвига  $\Delta\phi_{\text{вх}}$  входного измерительного сигнала в большом диапазоне, т.е. по всей длине перемещения  $\Delta l$  объекта осуществляются интерполятором 9. Его разрешающая способность  $\Delta l_{\text{pc1}}$  измерений перемещений и фазового сдвига связаны с погрешностью квантования интерполятора:  $\Delta\phi_{\text{инт}} \approx \Delta\phi_{\text{кв}}$ , для  $k_{\text{инт}} = 32$  и  $N_1 = 4$  [5], согласно (1), составляет  $\Delta l_{\text{pc1}} = \lambda/64 \approx 0,01$  мкм и  $\Delta\phi_{\text{инт}} = \pi/16 = 0,2$  рад соответственно.

Формируемый интерполятором 9 выходной цифровой код  $N_{\text{инт}}$  описывается формулой:

$$N_{\text{инт}} = \left[ \frac{\Delta l}{\Delta l_{\text{pc1}}} \right] = 2^{N_{\text{инт}}+1} \left[ \frac{\Delta l}{\lambda} \right]. \quad (3)$$

**1.2. «Медленные и точные» измерения перемещений в малом диапазоне.** На такте «медленные и точные» измерения реализуется дифференциальный метод измерения, когда на малой скорости при  $v \leq v_1$  совместно работают интерполятор 9 и высокоточный фазометр 11. Интерполятором 9 (и счетчиком 10) измеряется фазовый сдвиг  $\Delta\phi_{\text{вх}}$  входного измерительного сигнала в большом диапазоне, со-

гласно (3). Кроме того, фазометром 11 измеряется т.н. «недоизмеренный» фазовый сдвиг  $\Delta\phi'_{\text{вх}}$  в малом диапазоне между цифровым сигналом кода  $N_{\text{инт}}$  и входным измерительным сигналом, т.е. в пределах погрешности квантования интерполятора 9. При этом первый разряд фазометра 11 может быть продолжением последнего (рис. 2а) или предпоследнего (рис. 2б) разряда кода  $N_{\text{инт}}$  для повышения помехоустойчивости измерений, но в ущерб разрешающей способности фазометра  $\Delta l_{\text{pc2}}$ .

Поэтому максимальное значение входного фазового сдвига  $\Delta\phi$  фазометра 11 равно погрешности квантования интерполятора, а разрешающая способность  $\Delta l_{\text{pc2}}$  определяется выражением:

$$\Delta l_{\text{pc2}} = \frac{\lambda}{2k_{\text{фаз}}} = \frac{\lambda}{2^{N_{\text{фаз}}+1}} \quad (4)$$

где  $k_{\text{фаз}} = 2^{N_{\text{фаз}}}$ , а  $k_{\text{фаз}}$  и  $N_{\text{фаз}}$  — коэффициент измерения и разрядность фазометра.

Формируемый фазометром 11 выходной цифровой код  $N_{\text{фаз}}$  описывается формулой:

$$N_{\text{фаз}} = \left[ \frac{\Delta l - N_{\text{инт}} \cdot \Delta l_{\text{pc1}}}{\Delta l_{\text{pc2}}} \right] = \left[ \frac{\Delta l}{\Delta l_{\text{pc2}}} \right] - N_{\text{инт}} \cdot \left[ \frac{\Delta l_{\text{pc1}}}{\Delta l_{\text{pc2}}} \right] = 2^{N_{\text{фаз}}+1} \left[ \frac{\Delta l}{\lambda} \right] - N_{\text{инт}} \cdot 2^{N_{\text{фаз}}-N_{\text{инт}}}. \quad (5)$$

Итоговый результат измерения перемещения  $\Delta l$  за два такта можно записать как сумму кодов  $N_{\text{инт}}$  и  $N_{\text{фаз}}$  с учетом разрешающих способностей интерполятора  $\Delta l_{\text{pc1}}$  и фазометра  $\Delta l_{\text{pc2}}$ :

$$\Delta l = \Delta l_{\text{инт}} + \Delta l_{\text{фаз}} = N_{\text{инт}} \cdot \Delta l_{\text{pc1}} + N_{\text{фаз}} \cdot \Delta l_{\text{pc2}}. \quad (6)$$

**2. Фазо-цифровое преобразование при двухтактном измерении перемещений объекта.** Режимы работы интерполятора 9 и фазометра 10 опре-

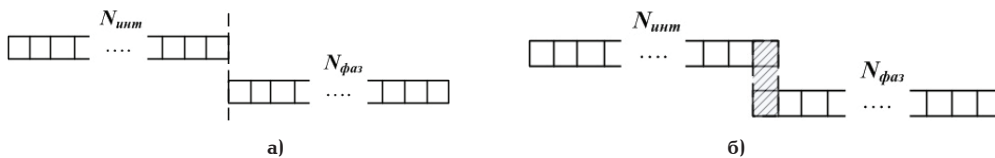


Рис. 2. Выходные цифровые коды интерполятора  $N_{\text{инт}}$  и фазометра  $N_{\text{фаз}}$ : со смежным «соединением разрядов» (а) и с перекрытием их на один разряд (б)

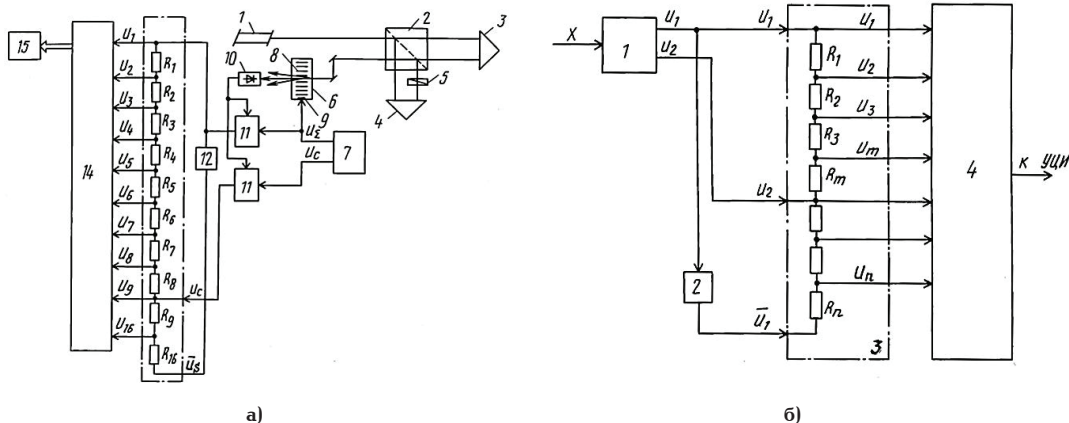


Рис. 3. Схема интерферометра перемещений с фазо-частотным интерполятором [5]

деляют особенности ФЦП каждого, а получаемые основные характеристики рассмотрены далее.

**2.1. Фазо-цифровое преобразование при интерполяции фазового сдвига для «быстрых и грубых» измерений перемещений объектов «в большом диапазоне».**

Принцип ФЦП интерполятора близок к быстродействующим параллельным АЦП. В основе таких решений лежит сравнение сигнала с текущим фазовым сдвигом с созданным набором сигналов с опорными значениями фаз [8]. При этом текущий фазовый сдвиг преобразуется в набор импульсов, поступающих в реверсивный счетчик, осуществляющий накопление. Подобное можно реализовать при использовании набора  $n$  балансных смесителей [9] или делителя с набором из  $n$  резисторов (рис. 3) [5].

Так, согласно схеме (рис. 3) [5], с выхода интерференционного преобразователя 1 поступают два сигнала, сдвинутых по фазе на  $\pi/2$ :  $U_1 = U_0 \sin(k\Delta l)$  и  $U_2 = U_0 \sin\left(k\Delta l + \frac{\pi}{2}\right) = U_0 \cos(k\Delta l)$ , где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  — оптическое волновое число,  $U_0$  — амплитуда напряжения,  $\Delta l$  — измеряемое перемещение.

После инвертирования сигнала  $U_1$  на выходе инвертора 2 появится сигнал  $U_3 = U_0 \sin(k\Delta l + \pi)$ . Сигналы  $U_1$  и  $U_2$  подаются на резистивный делитель 3, на выходе которого получают сдвинутые по фазе на  $\pi/n$  сигналы. Резистивный делитель 3 состоит из  $n$  сопротивлений. Сигналы, снимаемые с верхних по схеме  $n/2$  сопротивлений, описываются выражениями:

$$U_m = \sum_{i=1}^m R_i U_0 \sin kx + \sum_{i=1}^m R_i U_0 \sin kx = V_m U_0 \sin\left(kx + \frac{m\pi}{n}\right), \quad (7)$$

где  $V_m = \sqrt{a_m^2 + b_m^2}$ ,  $a_m = \sum_{i=1}^m R_i$ ,  $b_m = \sum_{i=m+1}^n R_i$ ,  $tg \frac{m\pi}{n} = \frac{b_m}{a_m}$ .

Снимаемые с каждого сопротивления электрические сигналы сдвинуты по фазе на  $\pi/n$ . Значения сопротивлений  $R_1 - R_4$  рассчитываются из уравнений:

$$\frac{R_1}{R_1 + 2R_2 + 2R_3 + 2R_4} = tg \frac{\pi}{16}, \quad \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2 + 2R_3 + 2R_4} = tg \frac{2\pi}{16} \quad \text{и}$$

$$\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + 2R_2 + 2R_3 + 2R_4} = tg \frac{3\pi}{16}. \quad \text{При этом сопротивления}$$

$R_5 - R_8$  равны соответственно  $R_1 - R_4$ . Поэтому значения сопротивлений, рассчитанных по формулам (6), пропорциональны следующим коэффициентам:  $R_1 = 1$ ,  $R_2 = 0,765$ ,  $R_3 = 0,65$ ,  $R_4 = 0,6$ ,  $R_5 = 0,6$ ,  $R_6 = 0,65$ ,  $R_7 = 0,765$ ,  $R_8 = 1$ . Значения остальных восьми сопротивлений равны относительным значениям первых вышеуказанных сопротивлений. И тогда сигналы на выходе резистивного делителя описываются выражениями:

$$U_1 = U_0 \cos\left(kx + \frac{\pi}{16}\right), \quad U_2 = U_0 \cos\left(kx + \frac{2\pi}{16}\right) \quad \dots \quad U_{16} = U_0 \cos\left(kx + \frac{15\pi}{16}\right).$$

С выхода резистивного делителя эти сигналы подаются на логический блок 14, в котором формируются 32 импульса на каждый порядок интерференции. За счет двойного хода луча дискретность отсчета перемещений составляет  $\lambda/64$ .

**2.2. Фазо-цифровое преобразование при измерении фазового сдвига для «медленных и точных» измерений перемещений объектов «в малом диапазоне».** Особенности ФЦП фазометра в двухтактном лазерном интерферометре заключаются в малом диапазоне входного фазового сдвига  $\Delta\phi'_{\text{вх}}$  (см. п. 1.2), в возможности высокой частоты сигнала (до 40–60 МГц, как в [6]) и том, что один из входных сигналов, в частности с выхода интерполятора, является цифровым кодом  $N_{\text{шум}}$ .

Кроме того, управление работой (включение/выключение) фазометра 11 должно осуществляться в зависимости от сигнала частотомера 8 (рис. 1а), означающего превышение/недостижение пороговой скорости  $v_1$ .

Для измерения фазового сдвига  $\Delta\phi'_{\text{вх}}$  с перечисленными особенностями наиболее подходящими являются цифровые фазометры с гетеродинариванием [10–12], с понижением частоты, например, за счет введения дополнительного малозумящего кольца системы ФАПЧ [13], основанными на обработке цифровых последовательностей двух входных сигналов. При использовании фазометра на таких принципах работы можно осуществить перенос частоты сигнала на промежуточную частоту  $\approx 6,0$  МГц с доплеровским набегом частоты  $f_{\text{гон}}$  до  $\pm 0,5$  МГц и соответствующим значением пороговой скорости  $v_1 \leq 0,15$  м/с. Собственные шумы и, соответственно, разрешающая способность такого фазометра могут быть на уровне  $\Delta\phi_{\text{ш}} = 2\pi \cdot 10^{-7}$  рад [9].

**3. Анализ шумовых параметров адаптивного лазерного интерферометра.** Известно, что для фазовых гетеродинных лазерных интерферометров погрешность измерения фазы  $\Delta\phi_{\text{ш}}$ , влияющая на разрешающую способность  $\Delta l_{\text{рц}}$ , зависит от аддитивной смеси сигнала и дробового шума из-за фоновой освещенности [2]. При этом для повышения соотношения сигнал/шум АО модулятор следует располагать «на входе» лазерного интерферометра [14].

Но при использовании в измерительной схеме после фотоприемника системы ФАПЧ (рис. 1а) параметрами, определяющими разрешающую способность  $\Delta l_{\text{рц}}$ , в основном становятся фазовые фликер-шумы  $S_{\phi}(f)$  выходного сигнала системы ФАПЧ, спектральная плотность мощности (СПМ), которых определяется формулой [13, 15–17]:

$$S_{\phi}(f) = \frac{A_{\gamma}}{f^{\gamma}}, \quad (8)$$

где  $A_{\gamma}$  — масштабный коэффициент, определяющий амплитуду шума,  $\gamma$  — параметр формы спектра со значением  $\gamma$  вплоть до 4 [15, 16].

Функция  $S_{\phi}(f)$  имеет нелинейный характер (рис. 4б), но весь частотный диапазон обычно разбивается на 5 поддиапазонов, аппроксимируя каждый из них целночисленным значением  $\gamma$ : частотный шум случайных блужданий ( $\gamma=4$ ) в диапазоне  $[0; f_1]$ ; частотный фликер-шум ( $\gamma=3$ ) в диапазоне  $[f_1; f_2]$ ; белый частотный шум ( $\gamma=2$ ) в диапазоне  $[f_2; f_3]$ ; фазовый фликер-шум ( $\gamma=1$ ) в диапазоне  $[f_3; f_4]$ ; белый фазовый шум ( $\gamma=0$ ) в диапазоне, начинающемся с частоты  $f_4$ . И с учетом этого значение  $S_{\phi}(f)$  можно оценить суммарно по нескольким частотным поддиапазнам  $f_i$  в выбранном частотном диапазоне

$$S_{\phi}(f) = \sum_{\gamma} A_{\gamma} f^{\gamma}. \quad (9)$$



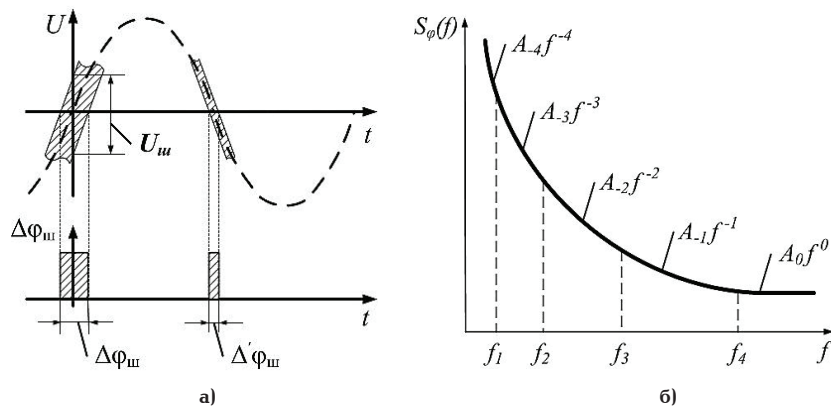


Рис. 4. Влияние амплитудных и фазовых шумов на погрешность измерений (а) и типичное распределение спектральной плотности фазовых шумов (б) [13, 17]

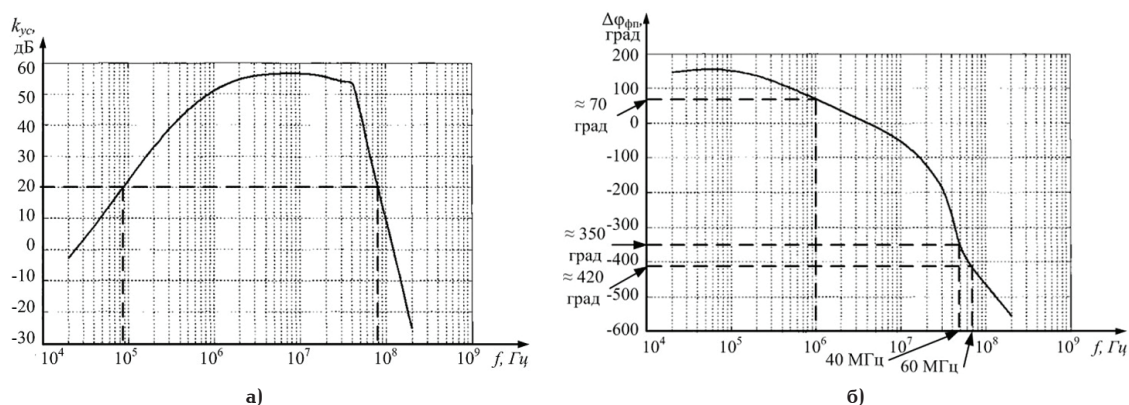


Рис. 5. Графики АЧХ (а) и ФЧХ (б) фотоприемного устройства [6]

С помощью (9) можно определить фазовую неопределенность  $\Delta\varphi_{ш}$  в радианах для частотного диапазона  $[0; f_1]$ , где значение  $f_1 \leq 60$  МГц для [6]:

$$\Delta\varphi_{ш} = \sqrt{\int_0^{f_1} S_{\varphi}(f) df} \quad (10)$$

или неопределенность фронта сигнала (джиттер)  $\Delta t_{ш}$  во временной шкале в секундах (или их долях)

$$\Delta t_{ш} = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\int_0^{f_1} S_{\varphi}(f) df}. \quad (11)$$

Эти параметры связаны между собой уравнением:

$$\Delta\varphi_{ш} = 2\pi f \cdot \Delta t_{ш}, \quad (12)$$

а результат расчета может быть использован для определения достижимого уровня разрешающей способности  $\Delta l_{pc}$  лазерного интерферометра:

$$\Delta l_{pc} = \frac{\lambda \cdot \Delta\varphi_{ш}}{4\pi} = \frac{\lambda \cdot f \cdot \Delta t_{ш}}{2}. \quad (13)$$

Основным источником фазовых шумов в выходном сигнале системы ФАПЧ является перестраиваемый генератор, реализованный на основе генератора, управляемого напряжением (ГУН) или с использованием резонатора на основе железиттриевого граната (ЖИГ), т.н. ЖИГ-генераторы. Джиттер  $\Delta t_{ш}$  лучших вариантов современных ГУН

может быть снижен до 0,8–5 пс [18, 19] и достигать еще меньших значений при условии, что ЖИГ-генераторы имеют, как правило, преимущество по фазовым шумам перед ГУН [20].

В реальной схемотехнике, помимо фазовых шумов (джиттера) ГУН, имеются еще дополнительные неидеальности и источники шума: шумы элементов системы ФАПЧ, в т.ч. шумы фазового детектора, шумы по питанию, в т.ч. от работы цифровых схем, зависимость временных задержек логических вентилей от напряжения питания, собственный аналоговый шум вентиля и др. [21].

Однако следует принять, что наличие ГУН с малым джиттером предполагает также и наличие маломощных блоков и устройств для работы в составе системы ФАПЧ для совместной работы с ним. Также быстрое совершенствование электроники, в т.ч. и в направлении снижения шумов, позволяет использовать вышеуказанные данные джиттера частоты ГУН для последующих расчетов.

Итак, при использовании формулы (13) и джиттера  $\approx 3$  пс на частоте 60 МГц разрешающая способность лазерного интерферометра может составить  $\Delta l_{pc} \approx \lambda/10000$ . Как видно, полученный результат  $\Delta l_{pc} \approx \lambda/10000$  позволит повысить достигнутый ранее уровень в  $\approx 3,3$  и в 10 раз по сравнению со значениями  $\Delta l_{pc}$ , определенными в [7] и [2, 6] соответственно. Как следует из вышесказанного, по уровню фазовых шумов данный результат близок к околорезольвентному уровню для современных генераторов.

**4. Анализ динамических параметров адаптивно-го лазерного интерферометра.** Для оценки динамических параметров проанализируем частотные диапазоны предлагаемого лазерного интерферометра

с учетом особенностей АЧХ и ФЧХ оптоэлектронного канала. В дальнейшем направление приближения и удаления контролируемого объекта выбраны в соответствии со схемой лазерного интерферометра и использовании  $E(0)$  и  $E(+1)$  дифракционных порядков, формируемых АО модулятором 2 (рис. 1а).

**4.1. Особенности АЧХ и ФЧХ оптоэлектронного канала.** В [6] расчетным путем были получены АЧХ и ФЧХ (рис. 5) фотоприемного устройства с интегрированным предусилителем FPD310-FV (MenloSystems) в частотном диапазоне вплоть до 60 МГц с отклонением от реальных характеристик не более 5 %. Как видно, он имеет достаточно широкую АЧХ (рис. 5а), коэффициент усиления  $k_{yc} \geq 20$  дБ в частотном диапазоне  $[\approx 100 \text{ кГц}; 70 \text{ МГц}]$ .

В полученной ФЧХ (рис. 5б) проявлена нелинейная зависимость фазового сдвига от частоты сигнала  $\Delta\varphi_{\phi n}(f)$  составляет  $\Delta\varphi_{\phi n1} \approx 420$  град и  $\Delta\varphi_{\phi n2} \approx 70$  град для частотных диапазонов  $[1 \text{ МГц}; 40 \text{ МГц}]$  и  $[40 \text{ МГц}; 60 \text{ МГц}]$  соответственно с учетом того, что частота АО модуляции  $f_{aom}$  составляет 40 МГц.

Устранение  $\Delta\varphi_{\phi n1}$  и  $\Delta\varphi_{\phi n2}$  возможна за счет предварительной калибровки при изменении частоты сигнала  $f$  используемого фотоприемного устройства и введения компенсирующих сдвигов фаз  $\Delta\varphi'_{\phi n1}$  и  $\Delta\varphi'_{\phi n2}$  в полученный результат измерений (рис. 1а). Другой вариант заключается в формировании опорного оптоэлектронного канала в системе ФАПЧ со вторым фотоприемным устройством с аналогичной ФЧХ и соответствующим устранении нелинейных  $\Delta\varphi_{\phi n1}$  и  $\Delta\varphi_{\phi n2}$  (рис. 6). Такое техническое решение при исполнении кодоуправляемых генераторов ГУН или ЖИГ будет состоять из фазового детектора 16, фильтра низких частот 17, генератора 18, логической схемы 19, реверсивного счетчика 20, генератора (ГУН или ЖИГ) 21, излучателя (например, полупроводникового лазера) 22, световода 23 и второго фотоприемного устройства 24 (нумерация блоков на рис. 6 продолжает нумерацию на рис. 1а, б).

**4.2. Расчет максимальной скорости приближения  $v_{\text{приб}}$  контролируемого объекта.** Приближение контролируемого объекта соответствует сложению частоты АО модуляции  $f_{aom}$  и доплеровского набегга частоты  $f_{gon}$ :  $f_{\text{приб}} = f_{aom} + f_{gon}$ . Максимальное значения  $f_{\text{приб}}$  ограничивается быстродействием измерительной схемы, основным ограничением в которой можно считать верхнее значение частоты АЧХ фотопреобразователя, тогда  $f_{\text{приб}} = f_{\phi n}$ . С учетом вышесказанного и того, что  $f_{gon} = \frac{2v_{\text{приб}}}{\lambda}$ , выражение максимальной скорости приближения  $v_{\text{приб}}$  контролируемого объекта принимает вид:

$$v_{\text{приб}} = \frac{(f_{\phi n} - f_{aom}) \cdot \lambda}{2}. \quad (14)$$

При использовании твердотельного АОМ на основе парателлуриата  $f_{aom} = 40$  МГц и  $f_{\phi n} = 60$  МГц для фотоприемного устройства с интегрированным предусилителем FPD310-FV (MenloSystems) [6],  $\lambda = 0,6328$  мкм, и тогда, согласно (14), получаем  $v_{\text{приб}} = 6,3$  м/с.

**4.3. Расчет максимальной скорости удаления  $v_{\text{уд}}$  контролируемого объекта.** Удаление контролируемого объекта соответствует вычитанию доплеровского набегга частоты  $f_{gon}$  из частоты АО модуляции  $f_{aom}$ :  $f_{\text{уд}} = f_{aom} - f_{gon}$ . Минимальное значение

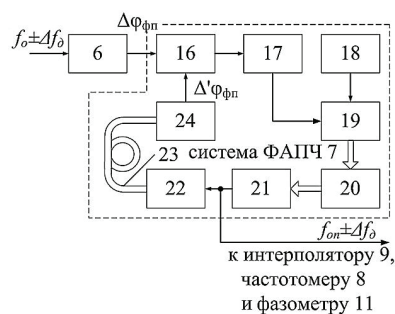


Рис. 6. Схема системы ФАПЧ с введенным опорным оптоэлектронным каналом

ние  $f_{\text{уд}}$  определяется минимальным значением частоты измерительного сигнала  $\approx 1$  МГц, определяемого существенным увеличением среди всех шумов уровня низкочастотных фликер-шумов ( $1/f$ ) [13, 15, 16]. Тогда  $f_{\text{уд}} = 1$  МГц и, соответственно,  $f_{\text{уд}} = f_{aom} - f_{gon} = f_{aom} - \frac{2v_{\text{приб}}}{\lambda} = 10^6$ , получая искомое уравнение:

$$v_{\text{приб}} = \frac{(f_{aom} - 10^6) \cdot \lambda}{2}. \quad (15)$$

При использовании твердотельного АОМ на основе парателлуриата  $f_{aom} = 40$  МГц и  $f_{\phi n} = 60$  МГц для фотоприемного устройства с интегрированным предусилителем FPD310-FV (MenloSystems) [6],  $\lambda = 0,6328$  мкм, и тогда, согласно (15), получаем  $v_{\text{приб}} \approx 12,3$  м/с.

**Заключение.** 1. Двухтактный режим работы лазерного интерферометра основан на его адаптивной подстройке разрешающей способности  $\Delta l_{rc}$  в зависимости от скорости движения с «быстрыми грубыми» и «медленными точными» измерениями и поочередным достижением максимальных скорости движения контролируемого объекта и разрешающей способности соответственно.

2. Максимальные скорости контролируемых движений объекта  $v_{\text{max}}$  на такте «быстрых грубых» измерений лазерного интерферометра может составить до  $\approx 12,3$  м/с (при удалении) и  $\approx 6,3$  м/с (при приближении) при частоте АО модуляции  $f_{aom} = 40$  МГц соответственно.

3. Максимальное значение достижимой разрешающей способности  $\Delta l_{rc}$  лазерного интерферометра на такте «медленных точных» измерений соответствует  $\approx \lambda/10000$  за счет введения в измерительную схему лазерного интерферометра системы ФАПЧ с особо малым джиттером выходного сигнала.

4. Компенсация нелинейности ФЧХ фотоприемного устройства  $\Delta\varphi_{\phi n}(f)$  может быть осуществлена за счет его предварительной калибровки на всем частотном диапазоне или путем введения опорного оптоэлектронного канала со вторым аналогичным фотоприемным устройством с аналогичной ФЧХ.

#### Библиографический список

- Капезин С. В. Повышение точности лазерных интерференционных акустооптических измерительных систем методом автоматической компенсации: дис. ... канд. техн. наук. М., 1984. 292 с.
- Игнатов С. А. Повышение разрешающей способности лазерных измерительных систем для контроля оборудования

ГПС методом акустооптоэлектронной обработки информации: дис. ... канд. техн. наук. М., 1987. 231 с.

3. Бабкина Т. В., Григорьянц В. В., Ильин Ю. Б. [и др.]. Автоколебательные режимы лазерного генерирующего интерферометра Маха–Цендера // Квантовая электроника. 1991. Т. 18, № 2. С. 259–261.

4. Балакший В. И., Нагаева И. А. Оптоэлектронный генератор на основе акустооптического взаимодействия // Квантовая электроника. 1996. Т. 23, № 3. С. 261–264.

5. Пат. 2016381 Российская Федерация, МПК G 01 B 21/00. Способ автоматической интерполяции порядка интерференции и устройство для его осуществления / Михальченко Е. П., Рюмин А. В., Яковлев Н. А. № 4911739; заявл. 15.02.91; опубл. 15.07.94.

6. Гришин С. Г. Гетеродинная лазерная интерференционная система для измерения линейных перемещений с анизотропным акустооптическим преобразованием частоты света: дис. ... канд. техн. наук. М., 2012. 200 с.

7. Леун Е. В. Особенности схмотехники акустооптических лазерных систем для измерения перемещений с фазоцифровым преобразованием // Технология машиностроения. 2002. № 5. С. 33–40.

8. Чулков В. А. Теория и технические принципы фазовой интерполяции в устройствах синхронизации и преобразования информации: дис. .... д-ра техн. наук. Пенза, 2011. 356 с.

9. Пат. 2016380 Российская Федерация, МПК G01B21/00. Способ автоматической интерполяции фазового сдвига в лазерных интерферометрах и устройство для его осуществления / Михальченко Е. П., Рюмин А. В., Яковлев Н. А. № 4911738; заявл. 15.02.91; опубл. 15.07.94.

10. Гончаренко А. М., Бугров С. В., Воевода А. А. [и др.]. Метрологические испытания цифрового прецизионного фазометра // Сборник научных трудов Новосибирского гос. техн. ун-та. 2009. № 2 (56). С. 109–114.

11. Пат. 2582625 Российская Федерация, МПК G 01 R 23/02. Фазометр / Жмудь В. А., Ляпидевский А. В. № 2015106094; заявл. 20.02.15; опубл. 27.04.16. Бюл. № 12.

12. Пат. 2225012 Российская Федерация, МПК G 01 R 25/00, H 03 D 13/00. Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты / Гончаренко А. М., Васильев В. А., Жмудь В. А. № 2002110630; заявл. 19.04.02; опубл. 27.02.04.

13. Рыжков А. В., Попов В. Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991. 264 с. ISBN 5-256-00623-1.

14. Базыкин С. Н. Информационно-измерительные и управляющие системы на основе оптико-электронных приборов: дис. .... д-ра техн. наук. Пенза, 2017. 286 с.

15. Якимов А. В., Ключев А. В., Кревский М. А. Природа вносимого фазового 1/f шума в автогенераторах диапазона СВЧ // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65, № 1. С. 90–95. DOI: 10.31857/S0033849420010076.

16. Коган Ш. М. Низкочастотный токовый шум со спектром типа 1/f в твердых телах // Успехи физических наук. 1985. Т. 145, № 2. С. 285–328.

17. Бельчиков С. В. Фазовый шум: как спуститься ниже –120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. 2009. № 5 (94). С. 139–146.

18. Генераторы кварцевые ГК-152-УН-А. ЗАО НПФ «БМГ ПЛЮС». URL: <http://www.bmgplus.ru/images/pdf/pdf152a.pdf> (дата обращения: 10.04.2020).

19. Генераторы, управляемые напряжением серии 6U. Даташит для 6U-10.000МВЕ-Т (ТХС), 6U-25.000МВЕ-Т (ТХС), 6U-16.38. URL: [https://www.terraelectronica.ru/pdf/show?pdf\\_file=http%253A%252F%252Fwww.farnell.com%252Fdatasheets%252F1740905.pdf](https://www.terraelectronica.ru/pdf/show?pdf_file=http%253A%252F%252Fwww.farnell.com%252Fdatasheets%252F1740905.pdf) (дата обращения: 10.04.2020).

20. Ченакин А. ГУН или ЖИГ? Проблема выбора при проектировании высококачественного синтезатора с ФАПЧ // Электроника: наука, технология, бизнес. 2012. № 6 (120). С. 118–122.

21. Ри Бак Сон. Теоретические основы создания судовых малошумящих когерентных радиоэлектронных систем обеспечения безопасности плавания в современных условиях судоходства: дис. .... д-ра техн. наук. Владивосток, 2006. 400 с.

---

**ЛЕУН Евгений Владимирович**, кандидат технических наук, ведущий инженер.

SPIN-код: 6060-8056,

AuthorID (РИНЦ): 367560

AuthorID (SCOPUS): 57200722184

Адрес для переписки: [stankin1999@mail.ru](mailto:stankin1999@mail.ru)

#### Для цитирования

Леун Е. В. Повышение быстродействия и разрешающей способности акустооптических гетеродинных лазерных интерферометров перемещений. Адаптивный лазерный интерферометр // Омский научный вестник. 2020. № 3 (171). С. 92–98. DOI: 10.25206/1813-8225-2020-171-92-98.

Статья поступила в редакцию 14.04.2020 г.

© Е. В. Леун