УДК 621.317

Е.А.Зайцев, **А.Г.Кононенко**, канд.техн.наук, **Ю.А.Масюренко**, канд.техн.наук, **А.Д.Ниженский**, докт.техн.наук
(Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

Лазерный волоконно-оптический измеритель зазоров в гидрогенераторах

Рассмотрена возможность применения фазовых светодальномеров для контроля зазоров между статором и ротором в гидрогенераторах. В этом случае для передачи и приема светового излучения использован световолоконный оптический датчик. Проведена оценка диапазона значений перемещений, измеряемых с помощью такого датчика. Для определения фазового сдвига, пропорционального измеряемому перемещению (зазору), предложена структурная схема фазоизмерительного устройства с ортогональной обработкой сигналов. Проанализированы составляющие погрешности измерения фазового сдвига и найдено значение суммарной погрешности.

Розглянуто можливість застосування фазових світлодалекомірів для контролю проміжків між статором та ротором в гідрогенераторах. У цьому випадку для передачі та прийому світлового випромінювання використано світловолоконний оптичний датчик. Проведено оцінку діапазону значень переміщень, які можуть бути виміряні за допомогою такого датчика. Для визначення фазового зсуву, пропорційного вимірюваному переміщенню (зазору), запропоновано структурну схему фазовимірювального пристрою з ортогональною обробкою сигналів. Проаналізовано складові похибки вимірювання фазового зсуву та знайдено значення сумарної похибки.

При определении расстояний до вращающихся или нагретых механических объектов возникает необходимость применения бесконтактных датчиков. Например, актуальной является задача создания измерителей расстояний до диффузно-отражающих поверхностей, ориентированных на их использование в системах контроля воздушных зазоров между статором и ротором крупных гидрогенераторов [1]. Как правило, такие расстояния относительно малые (до 20 мм), а погрешность их измерения не должна превышать 0,05...0,1 мм. Решение этой задачи позволит существенно повысить эффективность и избежать аварийных ситуаций и разрушения гидрогенераторов в процессе их работы.

Измерение малых расстояний (перемещений) бесконтактным способом можно осуществить с помощью светодальномеров. Среди последних наиболее точными (погрешность измерений может составлять доли микрометра) являются интерференционные измерители перемещений, в которых рабочим эталоном служит длина волны несущих электромагнитных колебаний оптического диапазона. Такие измерители находят применение в качестве датчиков вибраций [16]. Однако для измерения зазоров они неприемлемы, поскольку в этом случае значение измеряемого расстояния существенно превышает длину волны светового излучения. Широкое применение в геодезической практике получили фазовые светодальномеры, основанные на высокочастотной модуляции интенсивности лазерного излучения с последующим измерением фазового сдвига огибающей принятого излучения, пропорционального измеряемому расстоянию. Одним из наиболее точных устройств такого типа в мировой практике является фазовый лазерный дальномер, разработанный Национальной радиоастрономической лабораторией США [19] и предназначенный для контроля поверхности антенны радиотелескопа с целью последующей ее юстировки. Аддитивная погрешность прибора при измерении расстояний до уголковых отражателей, закрепленных на поверхности антенны радиотелескопа, не превышает 50 мкм. Вместе с тем отметим, что при определении значений зазоров в гидрогенераторах ставится задача: измерить с относительно высокой точностью расстояние до диффузно-отражающего объекта, а именно, до поверхности вращающегося ротора гидрогенератора, на статоре которого размещаются излучающее и приемное устройства. Поэтому при использовании для этих целей фазовых светодальномеров необходимо учитывать влияние на точность измерения низкого значения отношения сигнал-шум.

Учитывая опыт авторов, полученный при создании высокоточных фазовых лазерных измерителей расстояния до диффузно-отражающих объектов, в [2] была рассмотрена возможность примене-

© Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., 2008

ния фазовых светодальномеров для измерения значений зазоров между статором и ротором в гидрогенераторах. Принимая во внимание труднодоступность до контролируемого объекта, предложено для передачи и приема светового излучения использовать световолоконную оптику. Был проведен энергетический расчет датчика, который содержит лазерный излучатель ЛИ, передающее В1 и приемное В2 оптические волокна и фотоприемник ФП (рис. 1).

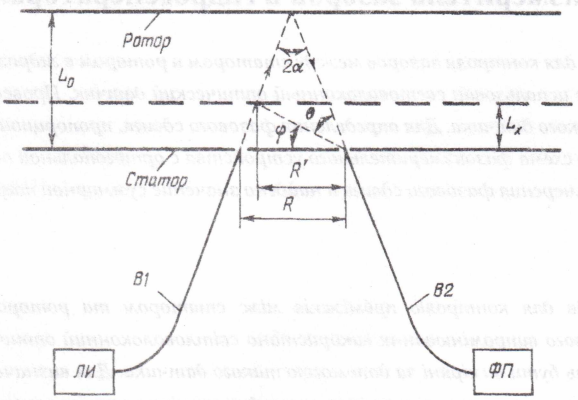

Рис. 1

Оценим возможный диапазон значений перемещений, измеряемых с помощью указанного датчика, а также отношение сигнал-шум на выходе фотоприемника при условии, что мощность излучения на выходе передающего световолокна В1 составляет 20 мВт. Отметим, что в качестве В1 и В2 используется многомодовое оптическое волокно с диаметром сердечника, равным 50 мкм, и диаметром оболочки, составляющим 0,9 мм [4]. В соответствии с рис. 1 оптические волокна В1 и В2 устанавливаются относительно нормали к контролируемой поверхности под углом $\alpha = \operatorname{arctg} 0{,}5R/L_0$, где R — расстояние между центрами сердечников В1 и В2; L_0 — номинальное значение зазора между ротором и статором генератора (принимаем $L_0 = 10$ мм). Обозначим угол ввода отраженного светового излучения в приемное волокно В2 как θ. При $L_x = L_0$, где L_x — текущее значение зазора, $\theta = 0$. Если $L_x < L_0$, то угол θ принимает значение

$$\theta = \pi/2 - \alpha - \varphi, \qquad (1)$$

где φ — угол между направлением отраженного светового луча и линией, соединяющей центры сердечников В1 и В2.

При изменении зазора имеют место очевидные соотношения

$$\varphi = \operatorname{arctg}(L_x/R); \qquad (2)$$

$$R' = R - L_x \operatorname{tg}\alpha, \qquad (3)$$

где $\operatorname{tg}\alpha = 0{,}5R/L_0$.

Максимально допустимое значение угла ввода равно [4]

$$\theta_{\text{макс}} \approx n_1 \sqrt{2\Delta}, \qquad (4)$$

где n_1 — коэффициент преломления сердечника, а Δ — относительная разность коэффициентов преломления оболочки и сердечника. В рассматриваемом случае принимаем $n_1 = 1{,}5$, а $\Delta = 0{,}01$ [4,14]. Тогда $\theta_{\text{макс}} = 0{,}212$ рад. С учетом (1)—(3) находим, что в диапазоне L_x = 4...10 мм угол ввода излучения в приемный световод не превышает 0,17 рад, т. е. меньше $\theta_{\text{макс}}$. Если измеряемое расстояние в процессе эксплуатации исследуемого объекта может быть меньше нижнего значения L_x, то необходимо использовать еще один волоконно-оптический датчик, в котором волокна устанавливаются относительно нормали к контролируемой поверхности под углом $\alpha' = \operatorname{arctg} 0{,}5R/L_0'$, где $L_0' = 4$ мм.

Для оценки отношения сигнал—шум на выходе фотоприемника определим мощность оптического излучения $P_{\text{сигн}}$, которое, отразившись от контролируемого объекта, попадает на поверхность оптического волокна с диаметром сердцевины $2a$ = = 50 мкм [4]

$$P_{\text{сигн}} \approx \left[(2a)^2 \chi / \pi L_0^2 \right] P_{\text{изл}}, \qquad (5)$$

где $P_{\text{изл}}$ — излучаемая мощность, $P_{\text{изл}} = 20$ мВт; χ — коэффициент отражения, для стали $\chi \approx 0{,}5$ [13].

Выражение (4) справедливо, если угловые размеры пятна лазерного излучения на исследуемом объекте $\theta_{\text{п}}$ меньше угла зрения приемного устройства [18]. В рассматриваемом случае необходимо выполнение условия $\theta_{\text{п}} < \theta_{\text{макс}}$.

В дальней зоне поле интенсивности светового потока, излучаемого оптоволокном, можно представить гауссовой функцией, а угол его расходимости в воздухе равен [14]

$$\varphi_{\text{р}} = \lambda/(\pi \omega_0), \qquad (6)$$

где λ — длина волны излучателя, λ = 0,5 мкм; ω_0 — минимальный диаметр гауссова пучка.

Отношение ω_0/a определяется значением приведенной частоты распространения светового излучения $V \approx k a n_1 \sqrt{2\Delta}$, где $k = 2\pi/\lambda$ [14]. После подстановки в последнее выражение значений входящих в него сомножителей находим, что $V \approx 37$. Тогда, в соответствии с графиками, приведенными в [14], $\omega_0 \approx a$, $\varphi_{\text{р}} \approx 0{,}0115$ рад.

Диаметр пятна излучателя на исследуемой поверхности $D = 2a + 2\varphi_{\text{р}} L_0 = 0{,}28$ мм, а его угловые размеры $\theta_{\text{п}} = D/L_0 \approx 0{,}028$ рад. Следовательно, условие $\theta_{\text{п}} < \theta_{\text{макс}}$ в данном случае выполняется. При учете приведенных численных данных в соответствии с (5) мощность принимаемого светового излучения $P_{\text{сигн}} \approx 0{,}08$ мкВт.

Отношение сигнал—шум на выходе фотоприемника ФП определяется дробовым шумом последнего и тепловыми шумами сопротивления нагрузки $R_н$. Примем $R_н$, равным 5 кОм, а также учтем в дальнейшем, что в качестве ФП используется лавинный фотодиод ФД311Л (его чувствительность $S=0{,}4$ а/Вт).

Действующее значение тока, обусловленного дробовым шумом [5]

$$I_{дш}=\left[2eI_0MF_ш\Delta f_п\right]^{1/2}, \qquad (7)$$

где e — заряд электрона, $e=1{,}6\cdot10^{-19}$ Кл; $\Delta f_п$ — полоса пропускания измерительного канала, $\Delta f_п=3$ кГц; $F_ш$ — коэффициент шума, $F_ш=M^x$, где $x=0{,}2...1{,}0$ в зависимости от материала и типа носителей, которые вызывают лавину, и от значения напряжения питания фотоприемника; M — коэффициент лавинного умножения ($M=10$); I_0 — начальный ток фотоприемника. В рассматриваемом случае $x\approx0{,}6$, а значение I_0 выбирается, исходя из минимального значения амплитудно-фазовой погрешности ФП, на уровне 5 мкА. С учетом этого из (7) находим действующее значение тока фотоприемника, обусловленного дробовым шумом, $I_{дш}\approx138\cdot10^{-5}$ мкА.

Напряжение тепловых шумов на нагрузке фотоприемника $U_{тш}\approx(R_н\cdot\Delta f_п)^{0,5}/8$, а результирующее действующее напряжение шумов $U_ш=[U_{тш}^2+(I_{дш}R_н)^2]^{0,5}\approx0{,}84$ мкВ.

Значение тока фотоприемника, возникающего под действием оптической мощности исследуемого сигнала, равно [5] $I_с=S\cdot M\cdot P_{сигн}\approx0{,}092$ мкА. Тогда отношение сигнал-шум на выходе фотоприемника $\rho'=I_с\cdot R_н/U_ш\approx547$.

Выбор структурной схемы измерителя зазоров, основанного на измерении фазовых сдвигов, пропорциональных определяемому расстоянию, обусловлен необходимостью реализации алгоритма поочередного сравнения исследуемого и опорного световых потоков, что, как известно, позволяет уменьшить влияние на результат измерения кратковременной нестабильности параметров фазоизмерительного устройства. В рассматриваемом случае необходимо сравнивать излучаемый и отраженный от исследуемого объекта световые потоки. Нами предлагается структурная схема лазерного измерителя расстояний, где, по сути, реализован метод одноканального преобразования сигналов и одновременно исключена необходимость в использовании переключателей оптических сигналов. Последнее достигается за счет использования дополнительного лазерного излучателя, коммутации модулирующего напряжения, поступающего на излучатели соединительных и разделительных оптических волокон, описанных в [4]. Соответствующая структурная схема измерителя зазоров показана на рис. 2, на которой приняты следующие условные обозначения: $Г_м$ — генератор модулирующего напряжения, ($f_м$ = 25,5 МГц); К — коммутатор; ИЛ1 и ИЛ2 — лазерные излучатели света; В1 и В3 — разъединительные оптические волокна; В2 и В4 — объединительные оптические волокна; ФП1 и ФП2 — фотоприемники с преобразованием частоты; Гт — гетеродин, ($f_{Гт}$ — 25,580 МГц); ФУ — фазоизмерительное устройство; МС — микропроцессорная система; ОУ — отсчетное устройство.

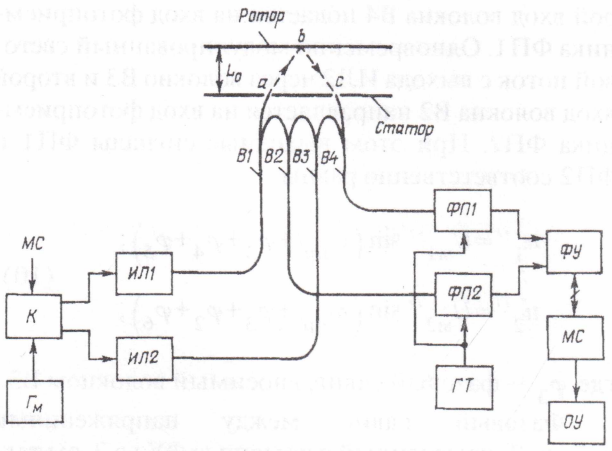

Рис. 2

Измеритель работает в два такта.

В 1-ом такте модулируемый с помощью $Г_м$ световой поток, излучаемый ИЛ1, через волокно В1, закрепленное на статоре гидрогенератора, направляется на поверхность ротора. Отразившись от этой поверхности, световое излучение через волокно В4, закрепленное на статоре, подается на вход ФП1. Одновременно световой поток со второго выхода В1 подается на вход волокна В2 и, пройдя его, попадает на вход ФП2. Выходные сигналы ФП1 и ФП2 соответственно равны

$$u_1'=U_{м1}'\sin\left(\omega_{пр}t+\varphi_x+\varphi_1+\varphi_4+\varphi_5\right);$$
$$u_2'=U_{м2}'\sin\left(\omega_{пр}t+\varphi_1+\varphi_2+\varphi_6\right), \qquad (8)$$

где $U_{м1}'$, $U_{м2}'$ — амплитуды напряжений u_1', u_2' соответственно; $\omega_{пр}=2\pi f_{пр}$ — угловая промежуточная частота, $f_{пр}=80$ кГц; φ_x — фазовый сдвиг, пропорциональный времени прохождения световым потоком расстояния от точки "*а*" до точки "*б*" и от точки "*б*" до точки "*с*" (см. рис. 2); $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_4$ — фазовые сдвиги, вносимые волокнами В1, В2 и В4 при передаче по ним световых потоков; φ_5, φ_6 — фазовые сдвиги, вносимые фотоприемниками ФП1 и ФП2 соответственно. Для простоты считаем, что начальная фаза напряжений u_1', u_2' равна нулю.

Фазовый сдвиг между напряжениями u_1', u_2' измеренный ФУ, равен

$$\varphi_{изм}{}' = \varphi_x + \varphi_4 + \varphi_5 + \varphi_7 - \varphi_2 - \varphi_6 - \varphi_8, \quad (9)$$

где φ_7, φ_8 — фазовые сдвиги, вносимые измерительным и опорным каналами ФУ соответственно. Значение $\varphi_{изм}{}'$ в цифровом виде запоминается в памяти МС.

Во 2-ом такте к выходу генератора $\Gamma_м$ с помощью коммутатора К вместо излучателя ИЛ1 подключается излучатель ИЛ2. В этом случае модулированный световой поток через волокно В3 и второй вход волокна В4 подается на вход фотоприемника ФП1. Одновременно модулированный световой поток с выхода ИЛ2 через волокно В3 и второй вход волокна В2 направляется на вход фотоприемника ФП2. При этом выходные сигналы ФП1 и ФП2 соответственно равны

$$\begin{aligned} u_1'' &= U_{м1}'' \sin\left(\omega_{пр} t + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5\right); \\ u_2'' &= U_{м2}'' \sin\left(\omega_{пр} t + \varphi_3 + \varphi_2 + \varphi_6\right), \end{aligned} \quad (10)$$

где φ_3 — фазовый сдвиг, вносимый волокном В3.

Фазовый сдвиг между напряжениями u_1'', u_2'', измеренный с помощью ФУ во 2-ом такте, равен

$$\varphi_{изм}{}'' = \varphi_4 + \varphi_5 + \varphi_7 - \varphi_2 - \varphi_6 - \varphi_8. \quad (11)$$

В соответствии с заданной программой МС вычисляет разность измеренных фазовых сдвигов в 1-ом и во 2-ом тактах $\varphi изм = \varphi_{изм}{}' - \varphi_{изм}{}'' = \varphi_x$. Таким образом, благодаря предложенному алгоритму измерения и последующим вычислениям полученное значение фазового угла $\varphi изм$ равно фазовому сдвигу φ_x, который требовалось определить, и не зависит от фазовых сдвигов, вносимых оптическими волокнами, фотоприемниками и каналами фазоизмерительного устройства. Следует отметить, что частота коммутации оптических сигналов посредством коммутатора К выбирается из условия допустимых фазовых флуктуаций, обусловленных кратковременной нестабильностью параметров преобразовательных звеньев аналоговой части прибора. Как нами установлено в результате экспериментальных исследований, среднеквадратическое значение фазовых флуктуаций в единицах длины $\Delta L_{Ф-Ш} \le 0{,}02$ мм может быть при частоте коммутации 3...5 Гц [3].

После нахождения значения φ_x микропроцессорная система МС с учетом геометрических параметров расположения волоконно-оптического датчика (рис. 1) вычисляет текущее значение зазора между статором и ротором гидрогенератора.

Измерение значений зазоров с погрешностью 0,05 мм и менее предполагает создание высокоточных и помехоустойчивых фазоизмерительных устройств. Так, при частоте модуляции лазерного излучения $f_м = 25{,}5$ МГц значению $\Delta L = 0{,}05$ мм соответствует погрешность измерения $\delta_\varphi = 3 \cdot 10^{-3}{}^0$.

В рассматриваемом случае задача несколько облегчается, поскольку необходимо измерять разность близких по значению фазовых сдвигов. Так, значению зазора 10 мм соответствует фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 0{,}6^0$. В этом случае результирующая погрешность измерения зазора будет определяться, в основном, случайными и систематическими погрешностями аналого-цифрового преобразования сигналов, шумами входных устройств, влиянием кратковременной нестабильности параметров преобразовательных звеньев аналоговой части прибора. Как было показано выше, применение поочередного сравнения исследуемого и опорного оптических сигналов позволяет существенно уменьшить влияние последней составляющей, имеющей, как правило, низкочастотный спектр, определяемый фликкер-шумом.

В [9] рассмотрен самокорректирующийся оптимальный измеритель фаза-код (реализующий по сути преобразование Гильберта), применение которого целесообразно при низком отношении сигнал-шум, что имеет место при измерении зазоров, и наличии кратковременной нестабильности интенсивности принятого оптического сигнала. В указанном измерителе предусмотрена коррекция погрешности из-за отклонения значения фазовых сдвигов между опорными сигналами от 90^0 и погрешности, вызываемой дрейфом нуля синхронного детектора, используемого в схеме устройства. Это приводит к увеличению результирующей случайной погрешности и времени измерительного преобразования. При использовании быстродействующих и высокоточных аналого-цифровых преобразователей целесообразным представляется применение в этом случае цифрового варианта устройства, реализующего преобразование Гильберта. Соответствующая структурная схема фазоизмерительного устройства показана на рис. 3. На схеме обозначено: Ат — автоматический аттенюатор; У1, У2 — усилители промежуточной частоты; ФНЧ1 и ФНЧ2 — фильтры нижних частот; АЦП1 и АЦП2 — аналого-цифровые преобразователи напряжений; БУ1 и БУ2 — блоки управления; ОЗУ1 и ОЗУ2 — оперативные запоминающие устройства; КГ — кварцевый генератор (частота 16 МГц); МС — микропроцессорная система; ПИ — последовательный интерфейс; ПК — персональный компьютер.

Фазоизмерительное устройство работает следующим образом.

Исследуемый $u_{ис}$ и опорный $u_{оп}$ сигналы промежуточной частоты $f_{пр} = 80$ кГц, сдвиг фаз между которыми нужно измерить, после предварительного усиления соответственно У1 и У2 подаются через ФНЧ1 и ФНЧ2 на входы АЦП1 и АЦП2. При этом аттенюатор напряжения Ат находится в исходном состоянии. Значения выборок сигналов,

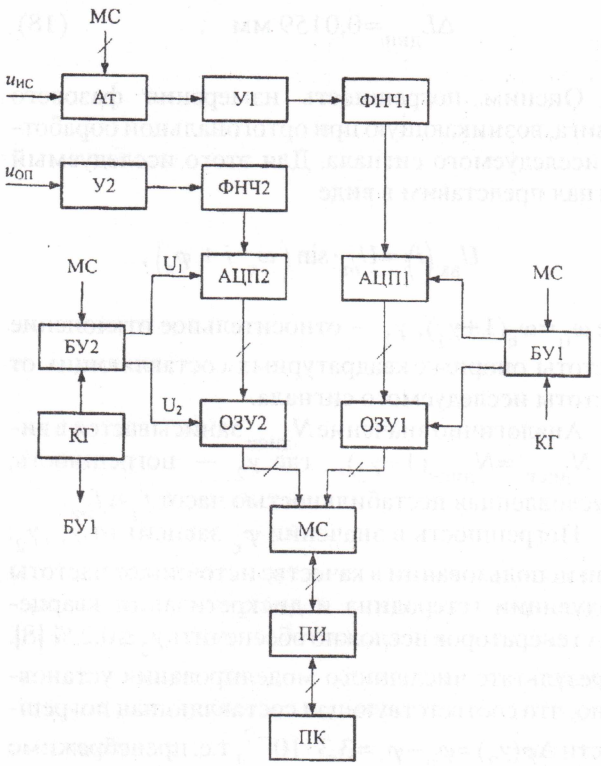

Рис. 3

которые осуществляются с частотой дискретизации $f_д$=16 МГц, измеряются с помощью АЦП1 и АЦП2, управляемых БУ1 и БУ2 и запоминаются в ОЗУ1 и ОЗУ2. В качестве АЦП1 и АЦП2 может быть использован 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь AD9446 с максимальной частотой дискретизации исследуемого сигнала, равной 80 МГц. Для ОЗУ целесообразно, по нашему мнению, выбрать устройства типа "First-in/first-out dual-port memory", в которых операции записи и чтения значений данных осуществляются последовательностями импульсов U_1 и U_2 (рис. 4).

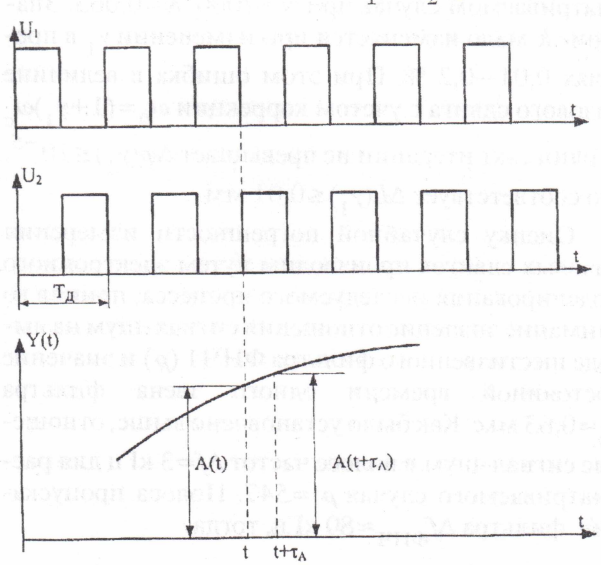

Рис. 4

В начале измерения за время, равное периоду промежуточной частоты исследуемого сигнала, по результатам числа выборок $N_{диск}=f_д/f_{пр}=200$ оценивается его среднее значение. Полученное значение используется для перенастройки с помощью МС коэффициента передачи аттенюатора таким образом, чтобы амплитуда выходного напряжения ФНЧ1 равнялась 1,5 В.

Оценка фазового сдвига с ортогональной обработкой сигнала [6] осуществляется в ПК по данным, которые передаются в него с помощью МС и ПИ.

Квадратурные составляющие $U1$ и $U2$ исследуемого и опорного сигналов оцениваются в соответствии с выражениями:

$$U1=\sum_{i=1}^{N} U_{ФНЧ}\left(i\right)\cdot\sin\omega_0 i\cdot f_в\left(i\right),$$
$$U2=\sum_{i=1}^{N} U_{ФНЧ}\left(i\right)\cdot\cos\omega_0 i\cdot f_в\left(i\right), \qquad (12)$$

где $U_{ФНЧ}\left(i\right)$ — выборки выходной величины ФНЧ1 или ФНЧ2; N —число усреднений (N=2000); $\omega_0=2\pi/N_{диск}$; $f_в\left(i\right)$ — выделяющая функция Хемминга, $f_в\left(i\right)=\sin\left(\pi\cdot i/N\right)^2$ [7].

В этом случае значение фазового сдвига сигнала

$$\varphi_с=\operatorname{arctg}\left(U2/U1\right). \qquad (13)$$

Оценим погрешности измерения фазового сдвига сигнала, возникающие при использовании предложенного фазоизмерительного устройства.

Определим погрешность из-за дискретности преобразования и динамическую погрешность, вносимую аналого-цифровым преобразованием исследуемого сигнала. Диапазон входных сигналов преобразователя AD9446 — ±3,2 В. Тогда соответствующее значение погрешности из-за дискретности в единицах длины равно

$$\Delta L_д\approx\lambda/\left(2^{14}\cdot 2\pi\right), \qquad (14)$$

где λ — длина волны модулирующего высокочастотного напряжения, λ=5882 мм. Отсюда $\Delta L_д\approx$0,176 мм.

Действующее значение широкополосной помехи на входе АЦП, как правило, превышает значение единицы младшего разряда. В этом случае с достаточной для практических целей точностью можно записать (при усреднении N результатов измерений, N=2000)

$$\Delta L_д'=\Delta L_д/\sqrt{N}\approx 0{,}004\text{ мм}.$$

Оценим динамическую погрешность аналого-

цифрового преобразования. Полагаем, что выборка сигнала осуществляется в момент времени t (рис. 4), а сигнал, поступающий на вход АЦП, имеет вид

$$y(t)=U_m\cdot\sin\omega_0 t, \qquad (15)$$

где U_m — амплитуда сигнала (для упрощения дальнейшего анализа выразим U_m в относительном значении, равном 1).

На вход устройства выборки-хранения АЦП исследуемый сигнал поступает в течение интервала времени τ_A, где τ_A — апертурная задержка. Тогда погрешность в значении измеренной амплитуды можно определить по формуле [15]

$$\Delta A=\left[A\left(t+\tau_A\right)-A\left(t\right)\right]/2\approx y'\left(t\right)\cdot\tau_A/2, \qquad (16)$$

где $y'\left(t\right)$ — производная входного воздействия.

С учетом (15) имеем

$$\Delta A=\left(\omega_0\tau_A\cos\omega_0 t\right)/2. \qquad (17)$$

Погрешность имеет максимальное значение при $\omega_0 t<<1$, т.е. при измерении малых фазовых сдвигов (или при $\varphi_x\approx 180^0$). В рассматриваемом случае $\tau_A\approx 6$ нс, а $\omega_0=2\pi\cdot 80\cdot 10^3$ рад/с. Тогда $\Delta A_{max}=1{,}5\cdot 10^{-3}$, что в единицах длины соответствует погрешности 1,4 мм.

При кратном отношении частоты дискретизации и исследуемого сигнала ($N_{диск}$) такая же погрешность имеет место и для отрицательной полуволны исследуемого сигнала. В этом случае погрешность в значении фазового сдвига гармонической составляющей исследуемого сигнала отсутствует [6]. Пусть значение $N_{диск}$ отличается от номинального значения, равного 200, например, на 0,2 %. Разность в значениях ΔA для положительной и отрицательной полуволны определяется значением составляющей $\cos\omega_0 t$. При $\omega_0 t<<1$ значение $\cos\omega_0 t$ мало зависит от t. Если $\omega_0 t=\pi/2$ (или $\pi+\pi/2$), то $\Delta A\approx 0$. Максимальное значение динамическая погрешность принимает при $\omega_0 t=\pi/4$ — для положительной и $\omega_0 t=\pi+\pi/4$ — для отрицательной полуволн. С учетом этого запишем

$$\Delta A'=\frac{\omega_0\tau_A}{2}\left\{\cos\frac{\pi}{4}-\left|\left[\cos\left((\pi+\frac{\pi}{4})(1+0{,}002)\right)\right]\right|\right\}=$$

$$=\omega_0\cdot\tau_A\cdot 0{,}0112/2=16{,}9\cdot 10^{-6},$$

что в единицах длины соответствует динамической погрешности

$$\Delta L_{дин}=0{,}0159\text{ мм}\ . \qquad (18)$$

Оценим погрешность измерения фазового сдвига, возникающую при ортогональной обработке исследуемого сигнала. Для этого исследуемый сигнал представим в виде

$$U_{вх}\left(i\right)=U_m\cdot\sin\left(\omega_c\cdot i+\varphi_x\right),$$

где $\omega_0=\omega_c(1+\gamma_1)$, γ_1 — относительное отклонение частоты опорных квадратурных составляющих от частоты исследуемого сигнала.

Аналогично значение $N_{диск}$ записывается в виде $N_{диск}'=N_{диск}(1+\gamma_2)$, где γ_2 — погрешность, обусловленная нестабильностью часот $f_д$ и $f_{пр}$.

Погрешность в значении φ_c зависит от γ_1,γ_2. При использовании в качестве источников частоты модуляции гетеродина и дискретизации кварцевых генераторов несложно обеспечить $\gamma_2\le 0{,}2$ % [8]. В результате численного моделирования установлено, что соответствующая составляющая погрешности $\Delta\varphi(\gamma_2)=\varphi_и-\varphi_x=3{,}3\cdot 10^{-7}$, т.е. пренебрежимо мала.

Более существенное влияние на оценку фазового сдвига оказывает отклонение частоты опорных квадратурных составляющих от значения частоты исследуемого сигнала ω_c, характеризуемое значением γ_1. Как показано в [10], γ_1 можно определить при оценке фазового сдвига при двух значениях коэффициента осреднения, например, N и $N/2$:

$$\gamma_1=K\left[\varphi_и\left(N\right)-\varphi_и\left(N/2\right)\right],$$

где значение коэффициента K зависит от числа осреднений N и вида выделяющей функции. В рассматриваемом случае при $N=2000$ $K\approx 0{,}063$. Значение K мало изменяется при изменении γ_1 в пределах 0,01—0,2 %. При этом ошибка в величине фазового сдвига с учетом коррекции $\omega_0=(1+\gamma_1)\omega_c$ за один такт итерации не превышает $\Delta\varphi(\gamma_1)\le 10^{-5}$, что соответствует $\Delta L(\gamma_1)\le 0{,}01$ мм.

Оценку случайной погрешности измерения фазовых сдвигов производим путем электронного моделирования исследуемого процесса, приняв во внимание значение отношения сигнал-шум на выходе шестизвенного фильтра ФНЧ1 (ρ) и значение постоянной времени одного звена фильтра $\tau_ф\approx 0{,}63$ мкс. Как было установлено выше, отношение сигнал-шум в полосе частот $\Delta f=3$ кГц для рассматриваемого случая $\rho'=547$. Полоса пропускания фильтра $\Delta f_{ФНЧ}\approx 80$ кГц, тогда

$$\rho=\rho'\left(\Delta f/\Delta f_{ФНЧ}\right)^{0,5}\approx 170\ . \qquad (19)$$

При электронном моделировании исследуемого процесса в качестве источника шума использовалась псевдослучайная численная последовательность с нормальным законом распределения и дисперсией, выбранной таким образом, чтобы отношение сигнал-шум на выходе фильтра соответствовало (19). Выходная величина одного звена фильтра оценивалась по аналогии с расчетом аналогового эквивалента [12]

$$y\left(t\right)=\alpha\, e^{-\alpha t}\int_0^t e^{\alpha t} f(\tau)\; d\tau\,, \qquad (20)$$

где $\alpha=\tau_{\text{ф}}^{-1}$; $f(\tau)$ — входное воздействие однозвенного фильтра. В рассматриваемом случае шаг дискретизации $\tau_{\text{диск}}=0{,}0625$ мкс. Поскольку $\tau_{\text{ф}}\approx 0{,}63$ мкс, то в относительных единицах можно принять $\alpha=0{,}1$.

Заменяем интеграл (20) суммой с учетом метода Эйлера-Коши [11]. Тогда при электронном моделировании в программном пакете выходная величина одного звена фильтра $У_{1i}$ (или входная величина последующего звена) находится из выражений (используя методику накапливающего суммирования)

$$\begin{gathered} y_i=\exp\left(i/10\right)\left(У_{1i}\right)\,,\quad Z_i=y_i\,;\\ y_{i+1}=y_i+0{,}5\cdot y_{i+1}+0{,}5Z_i\,;\\ y_{1i}=0{,}1\exp\left[\left(-i-1\right)/10\right]\left(y_1+1\right), \end{gathered} \qquad (21)$$

где $i=1\ldots 2000$.

В результате моделирования на компьютере в соответствии с (12), где выборки выходной величины ФНЧ1 или ФНЧ2 суммировались с помехой y_{1i} (21), установлено, что при числе осреднений $N=2000$ среднеквадратическое значение случайной погрешности в единицах длины $\Delta L_{\text{сл}}\le 1$ мм. При этом время измерения $T_{\text{и}}=N\cdot\tau_{\text{диск}}=0{,}125$ мс. Для уменьшения этой погрешности необходимо увеличить число осреднений в n раз таким образом, чтобы $\Delta L_{\text{сл}}<\Delta L_{\text{сл.доп}}$, где $\Delta L_{\text{сл.доп}}$ — допустимое значение случайной погрешности. Другими словами, в ПК необходимо переслать n посылок, каждая из которых содержит 2000 данных. Например, полагаем, что $\Delta L_{\text{сл.доп}}=0{,}03$мм. Тогда $n\approx\left(\Delta L_{\text{сл}}/\Delta L_{\text{сл.доп}}\right)^2\approx 1100$. Радикальным путем уменьшения объема выборок является повышение частоты модуляции лазерного излучения. Если эту частоту увеличить в (3...4) раза, то значение n уменьшится в (9...16) раз.

На основании проведенного анализа составляющих погрешности результирующая среднеквадратическая погрешность измерения перемещений

$$\Delta L_{\Sigma}=\left\{\Delta L_{\text{Ф-Ш}}^2+\left(\Delta L_{\text{д}}'\right)^2+\Delta L_{\text{дин}}^2+\left[\Delta L\left(\gamma_1\right)\right]^2+\Delta L_{\text{сл.доп}}^2\right\}^{0,5}. \qquad (22)$$

После подстановки в (22) найденных выше численных значений $\Delta L_{\text{Ф-Ш}}$, $\Delta L_{\text{д}}'$, $\Delta L_{\text{дин}}$, $\Delta L\left(\gamma_1\right)$, $\Delta L_{\text{сл.доп}}$ получим $\Delta L_{\Sigma}=0{,}04$ мм.

Таким образом, предложенная схема измерителя линейных перемещений, выполненная на базе фазового светодальномера, может быть использована для контроля с заданной точностью зазоров между статором и ротором в гидрогенераторах. Как следует из проведенного анализа, доминирующее влияние на результат измерений малых расстояний оказывают погрешности, обусловленные шумами входных устройств и кратковременной нестабильностью параметров преобразовательных звеньев аналоговой части прибора. Эти погрешности могут быть уменьшены при увеличении частоты модуляции лазерного излучения. Последнее приводит к увеличению кратности преобразования частот, а, следовательно, может вызвать возрастание влияния кратковременной нестабильности промежуточной частоты на результат измерения фазового сдвигов $\Delta L(\gamma_1)$. Повышение эффективности "подстройки" частоты квадратурных составляющих может быть достигнуто с учетом теоретических результатов работы по созданию оптимальных систем с фазовой автоподстройкой частоты [17]. Отметим, что в работе рассмотрен один из вариантов системы фазовой автоподстройки частоты.

1. *Алексеев Б.А.* Определение состояния (диагностика) крупных гидрогенераторов. — М.: Научно-учебный центр ЭНАС, 1998. — 144 с.

2. *Бранигец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Нижeнский А.Д.* Волоконно-оптические измерители расстояний до диффузно-отражающих поверхностей // Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук.пр. — 2007. — № 1. — С. 74—76.

3. *Бранигец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Нижeнский А.Д.* Лазерный измеритель низкочастотных вибраций // Техн. електродинаміка. — 2006. — № 5. — С. 74—76.

4. *Волоконно-оптические датчики* / Т.Окоси, К.Окамото, М.Оцу, Х.Нисихара, К.Кюма, К.Хататэ; Под ред. Т.Окоси: Пер. с япон. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. — 256 с.

5. *Гауэр Дж.* Оптические системы связи: Пер. с англ. — М.: Радио и связь. 1989. — 504 с. (8)

6. *Глинченко А.С., Кузьнецкий С.С., Фиштейн А.М., Чмых М.К.* Цифровые методы измерения сдвига фаз. — Новосибирск, Наука, 1979. — 288 с.

7. *Грибанов Ю.И. и Мальков В.Л.* Спектральный анализ случайных процессов. — М.: Энергия, 1974. — 240 с.

8. *Канивец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Нижeнский А.Д., Орнатский И.А.* Решение задачи однозначного определения расстояния для фазовых светодальномеров // Техн. електродинаміка. — 2000. — № 4. — С. 61—64.

9. *Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Нижженский А.Д. и др.* Оптимальный преобразователь фаза-код для высокоточных фазовых светодальномеров // Техн. электродинамика. — 1996. — № 1. — С. 61—64.

10. *Кононенко А.Г., Кромпляс Б.А., Латенко В.И., Масюренко Ю.А., Нижженский А.Д., Сидорчук В.Е.* Высокоточный фазовый расходомер жидкости // Техн. електродинаміка. — 1999. — № 2. — С. 69—73.

11. *Краскевич В.Е., Зеленский К.Х., Гречко В.И.* Численные методы в инженерных исследованиях. — К.: Вища школа, 1986. — 263 с.

12. *Макаров И.М., Менский Б.М.* Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал) / 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Машиностроение, 1982. — 504 с.

13. *Молебный В.В.* Оптико-локационные системы. — М.: Машиностроение, 1981. — 181 с.

14. Оптика и связь: Опт. передача и обраб. информ. Пер. с фр. / А.Козанне, Ж.Флере, Г.Мэтр, М.Руссо. — М.: Мир, 1984. — 504 с.

15. *Островерхов В.В.* Динамическая погрешность аналого-цифровых преобразователей. — Л.: Энергия, 1975. — 176 с.

16. Приборы и системы для измерения вибраций, шума и удара / Справочник в 2-х кн. /Кн. 2 под ред. В.В.Клюева. — М.: Машиностроение, 1978. — 439 с.

17. *Тихонов В.И., Кульман И.К.* Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. — М.: Сов радио, 1975. — 704 с.

18. *Якушенко Ю.Т.* Теория и расчет оптико-электронных приборов: Учебник для вузов / 3-е изд. перераб. и доп. — М: Машиностроение, 1989. — 360 с.

19. *Payne J.M., Parker D. and Bradley R.F.* Rang-finder with fast myltiple range capability.— Rev. Sci. Instrum, 63(6), June. 1992.

Надійшла 26.09.2007

УДК 577.15:573.6

В.Г.Мельник, канд.техн.наук, **М.П.Рубанчук, А.А.Михаль**, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

Измерительные цепи для кондуктометрических преобразователей с дифференциальными двухэлектродными датчиками

Рассмотрены свойства мостовых измерительных цепей при работе с дифференциальными кондуктометрическими сенсорами. Предложены два варианта построения измерительных цепей для кондуктометрических преобразователей, инвариантных к их неинформативным параметрам, в том числе к эквивалентной реактивности, что позволяет повысить чувствительность и точность измерений.

Розглянуто властивості мостових вимірювальних кіл при роботі з диференційними кондуктометричними сенсорами. Запропоновано два варіанти побудови вимірювальних кіл для кондуктометричних перетворювачів, що інваріантні до їх неінформативних параметрів, в тому числі до еквівалентної реактивності, що дозволяє підвищити чутливість і точність вимірів.

Кондуктометрический метод исследований с использованием мостовых измерительных цепей позволяет регистрировать крайне малые изменения удельной электропроводности раствора, возникающие под воздействием различных физических или химических факторов [5]. Это с успехом может быть применено для медицинского и технического контроля, в частности, при создании высокочувствительных биосенсорных систем [1, 6, 9]. При кондуктометрических измерениях на объект подаются тестовые сигналы от генератора переменного напряжения, а информативным параметром является величина активной составляющей полной (комплексной) электропроводности измерительной ячейки.

При применении кондуктометрических методов необходимо учитывать, что результаты измерений могут зависеть не только от измеряемого параметра, но и от многих неинформативных параметров: температуры, фоновой электропроводности и ее изменений, взаимодействия металлических электродов с раствором и др.

© Мельник В.Г., Рубанчук М.П., Михаль А.А., 2008