



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 020 745** ⁽¹³⁾ **C1**
(51) МПК⁵ **H 03 M 1/00**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

(21), (22) Заявка: 4920308/24, 19.03.1991

(46) Дата публикации: 30.09.1994

(56) Ссылки: Авторское свидетельство СССР N 1396068, кл. H 03M 1/00, 1985. Авторское свидетельство СССР N 639140, кл. H 03M 1/12, 1976.

(71) Заявитель:

Красноармейский научно-исследовательский институт механизации

(72) Изобретатель: Мирюк Ю.П.,
Полунов Ю.Л.

(73) Патентообладатель:

Красноармейский научно-исследовательский институт механизации

(54) **ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В ЦИФРОВОЙ КОД**

(57) Реферат:

Изобретение относится к устройствам преобразования и цифровых измерений неэлектрических величин и позволяет повысить разрешающую способность и точность измерения массы, силы, давления, деформации и других величин за счет исключения из результата измерения случайной составляющей погрешности, обусловленной избыточным шумом усилителя выходного сигнала мостового датчика. Цель - повышение разрешающей способности и точности - достигается за счет того, что с помощью кварцевого генератора, двух делителей частоты, переключателя полярности, двух ключей, триггера, элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, а также входного дифференциального усилителя, активного полосового фильтра, фазочувствительного демодулятора, активного фильтра нижних частот, модулятора и резистора обратной

связи, формирователя опорного напряжения, интегратора и компаратора осуществляется формирование импульсного напряжения питания мостового датчика заданной частоты, усиление и узкополосная фильтрация выходного сигнала датчика и избыточного шума усилителя на этой частоте с последующей фазочувствительной демодуляцией и фильтрацией, а также стабилизацией коэффициента усиления посредством цепи отрицательной обратной связи, затем происходит аналого-цифровое преобразование выходного напряжения указанной цепи по принципу двухтактного интегрирования с длительностью интегрирования входной величины, кратной удвоенному периоду импульсного напряжения питания мостового датчика. Результат измерения формируется в счетчике импульсов и по окончании каждого измерения переносится в выходной регистр. 1 ил.



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 020 745** ⁽¹³⁾ **C1**
(51) Int. Cl.⁵ **H 03 M 1/00**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 4920308/24, 19.03.1991

(46) Date of publication: 30.09.1994

(71) Applicant:
Krasnoarmejskij nauchno-issledovatel'skij
institut mekhanizatsii

(72) Inventor: Mirjuk Ju.P.,
Polunov Ju.L.

(73) Proprietor:
Krasnoarmejskij nauchno-issledovatel'skij
institut mekhanizatsii

(54) **NONELECTRIC-QUANTITY-TO-DIGITAL-CODE CONVERTER**

(57) Abstract:

FIELD: nonelectric quantity conversion and digital measurement technology. SUBSTANCE: converter has crystal oscillator, two frequency dividers, polarity selector switch, two switches, flip-flop, EXCLUSIVE OR gate, and also input differential amplifier, active band filter, phase-sensitive demodulator, active low-frequency filter, modulator, and feedback resistor, reference-voltage generator, integrator, and comparator. All these components function to shape pulse supply voltage for bridge-type reference-frequency sensor, amplify and narrow-band filter off sensor output signal in narrow band, filter excess noise of amplifier at this frequency, this procedure being followed by phase-sensitive

demodulation and filtering, as well as stabilization of amplifier gain by means of negative feedback circuit; then analog-to-digital conversion of mentioned circuit output voltage is made depending on push-pull integration with input value integration duration multiple of double cycle of pulse supply voltage of bridge-type sensor. Measurement result is shaped in pulse counter and upon completion of each measurement transferred to output register. EFFECT: improved resolution and accuracy in measurement of mass, force, pressure, strain, and other quantities due to exclusive random error component caused by excess noise of bridge-type sensor output-signal amplifier from measurement result. 1 dwg

Изобретение относится к устройствам измерительной техники, а именно к тензометрическим преобразователям неэлектрических величин, и может быть использовано в системах измерения массы, силы, давления, деформации и т.д. при повышенных требованиях к чувствительности и точности измерения.

Известно цифровое тензометрическое устройство, содержащее мостовой тензодатчик, источник питания, выход которого соединен с входом делителя напряжения и с первым входом коммутатора, второй вход которого подключен к выходу делителя напряжения, а выход включен в диагональ питания тензодатчика, выход которого через предусилитель соединен с выходом время-импульсного преобразователя, две схемы совпадения, реверсивный счетчик и блок памяти, а также генератор импульсов, делитель частоты и блок управления, причем выход генератора импульсов подключен к управляющему входу блока управления, первому входу первой схемы совпадения, а через делитель частоты к первому входу второй схемы совпадения, выход время-импульсного преобразователя соединен с вторыми входами схем совпадения, выход первой схемы совпадения соединен с входом обратного счета реверсивного счетчика, выход второй схемы совпадения - с входом прямого счета реверсивного счетчика, а его выход соединен с входом блока памяти, управляющие входы коммутатора, схем совпадения, время-импульсного преобразователя, блока памяти и реверсивного счетчика подключены к соответствующим выходам блока управления (авт.св. СССР N 1195261, кл. G 01 P 7/00, 1985).

Однако известное устройство не обеспечивает высокой разрешающей способности, а следовательно, и высокой точности измерения вследствие воздействия на вход время-импульсного преобразователя избыточного шумового напряжения, характеризующего шум предусилителя.

В качестве прототипа принято устройство, содержащее источник питания, тензомост, масштабный усилитель и время-импульсный преобразователь, выполненный в виде последовательно соединенных резистора, измерительного ключа и интегратора, выход которого через компаратор соединен с одним из входов триггера полярности, выходы которого соединены с первыми входами схем совпадения, причем другие входы схем совпадения соединены с блоком управления, а выходы - с управляющими входами ключей опорного напряжения, составной дифференциальный усилитель с двухфазным выходом, соединенный через резисторы обратной связи со своим инвертирующими входами (авт.св. СССР N 639140, кл. H 03 M 1/12, 1976). Для повышения точности преобразования в устройство введены переключатель полярности напряжения, триггер и элемент совпадения, один вход которого соединен с выходом компаратора, другой вход - с выходом блока управления, а выход - со счетным входом триггера, выходы которого соединены с первым и вторым входами переключателя полярности напряжения, третий и четвертый входы которого соединены с разнополярными

выходами блока питания, а выходы подключены к первому и второму входам усилителя постоянного тока и к одной из диагоналей тензомоста. Измерение сигнала тензомоста производится за два последовательных цикла, которые отличаются между собой полярностью измеряемого сигнала и соответственно опорного напряжения. Напряжение дрейфа или низкочастотный шум предварительного усилителя в одном из циклов преобразования создает дополнительную погрешность одного знака, а в другом цикле - противоположного, что позволяет в суммарном результате измерения получить более полную компенсацию.

Недостаток этого устройства: не обеспечиваются высокая разрешающая способность и точность преобразования вследствие того, что коррекции подвержена только низкочастотная область шума (дрейфа нуля) предусилителя, а шум предусилителя более высоких частот оказывается нескорректированным.

Цель изобретения - повышение разрешающей способности и точности преобразования за счет введения ряда элементов, их взаимосвязи и связей с другими элементами, обеспечивающими управление устройством.

На чертеже приведена функциональная схема предлагаемого преобразователя.

Преобразователь содержит источник 1 питания, переключатель 2 полярности, мостовой датчик 3, входной дифференциальный усилитель 4, активный полосовой фильтр 5, фазочувствительный демодулятор 6, активный фильтр 7 нижних частот, модулятор 8 и резистор 9 обратной связи, первый 10 и второй 11 ключи, интегратор 12, компаратор 13, формирователь 14 опорного напряжения, кварцевый генератор 15, первый 16 и второй 17 делители частоты, триггер 18, элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 19, счетчик 20 импульсов и выходной регистр 21, к выходу которого может подключаться регистратор (на чертеже не показан).

Преобразователь может быть выполнен на базе интегральных микросхем серий K140, K544, K561, K590, конденсаторов типа K72, K73 и резисторов типа C5-61, C2-29B.

Преобразователь работает следующим образом.

Мостовой датчик 3 получает питание через переключатель 2 полярности от высокостабильного источника 1 питания постоянного напряжения. Переключатель 2 полярности преобразует выходное напряжение источника 1 питания в последовательность разнополярных импульсов прямоугольной формы с частотой f_m . Выходное напряжение, снимаемое с измерительной диагонали мостового датчика 3 и представляющее собой сумму пропорционального измеряемому параметру детерминированного сигнала и напряжения теплового шума тензорезисторов мостового датчика 3, поступает на вход входного дифференциального усилителя 4. Выходное напряжение входного дифференциального усилителя 4 без учета напряжения теплового шума транзисторов мостового датчика 3 равно

$$U_k(t) = [U_b(t) + I(t)] K_1, \quad (1) \quad \text{где } U_b(t) -$$

выходное напряжение мостового датчика 3, пропорциональное измеряемому параметру;
 $I(t)$ - напряжение избыточного шума, вносимого входным дифференциальным усилителем 4;

K_1 - коэффициент усиления входного дифференциального усилителя 4.
 Избыточный шум $I(t)$ можно представить в виде суперпозиции синусоидальных воздействий с неслучайными частотами и случайными амплитудами, что характерно при спектральном разложении стационарного эргодического случайного процесса. Спектральная плотность избыточного шума определяется известным выражением

$$S(\omega) = S_0 \left(1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right), \quad (2) \text{ где } \omega_0 - \text{частота}$$

разграничения избыточного и белого шума;

S_0 - спектральная плотность на участке белого шума.

Отсюда, ограничившись рассмотрением низкочастотного участка избыточного шума, спектральная плотность избыточного шума на выходе входного дифференциального усилителя 4 составит

$$S_K(\omega) = K_1^2 S_0 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}. \quad (3)$$

Представив последовательность разнополярных импульсов прямоугольной формы в виде разложения в ряд Фурье, выражение (1) приводят к виду

$$U_K(t) = \left[\frac{4U_a}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin((2n+1)\omega_m t)}{2n+1} + I(t) \right] K_1$$

, (4) где U_a - амплитуда $U_B(t)$. С выхода входного дифференциального усилителя 4 напряжение $U_K(t)$ поступает на вход активного полосового фильтра 5, выполненного по схеме биквадратного полосового фильтра с коэффициентом усиления K_2 добротностью Q и частотой настройки $\omega_n = \omega_m$. Модуль передаточной функции активного полосового фильтра 5 имеет вид

$$|H_1(j\omega)| = \frac{K_2}{\sqrt{1 + \frac{Q^2(\omega^2 - \omega_m^2)^2}{\omega_m^2 \omega^2}}}. \quad (5)$$

Для выходного напряжения активного полосового фильтра 5 справедливо

$$U_n(t) = |H_1(j\omega)| U_K(t). \quad (6)$$

Подставляя уравнения (4) и (5) в выражение (6) и проведя вычисления первой, третьей и пятой гармоник в $U_n(t)$, видят, что при достаточно высоком значении добротности $Q \approx 100$, выходное напряжение активного полосового фильтра 5 определяет только первая гармоника $U_K(t)$, вклад третьей, пятой и т.д. гармоник крайне незначителен.

$$\text{Отсюда } U_n(t) = K_1 \cdot K_2 \frac{4U_a}{\pi} \sin \omega_m t + I_n(t),$$

(7) где $I_n(t) = |H_1(j\omega)| I(t)$.

Спектральная плотность шумового напряжения на выходе активного полосового фильтра 5 составляет

$$S_n(\omega) = |H_1(j\omega)|^2 S_K(\omega). \quad (8)$$

С учетом выражений (3) и (5)
 $S_n(\omega) = \frac{K_1^2 K_2^2 S_0 \omega_0^2}{\left(1 + \frac{Q^2(\omega^2 - \omega_m^2)^2}{\omega_m^2 \omega^2} \right) \omega^2} \cdot (9)$

Таким образом, активный полосовой фильтр 5 предназначен для выделения и усиления первой гармоники детерминированной составляющей $U_K(t)$, а также для выделения и усиления шумового напряжения $I(t)$ на частоте ω_m .

Выходное напряжение активного полосового фильтра 5 поступает на вход синфазного двухполупериодного фазочувствительного демодулятора 6 с частотой управляющего напряжения, равной f_m . Для выходного напряжения демодулятора 6 справедливо

$$U_d(t) = U_n(t) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin((2n+1)\omega_m t)}{2n+1}. \quad (10)$$

Используя выражение (7) после преобразований, ограничиваются первыми двумя членами ряда:

$$U_d(t) = K_1 K_2 \frac{8U_a}{\pi} (1 - \cos 2\omega_m t) + I_d(t), \quad (11) \text{ где}$$

$I_d(t)$ - шумовое напряжение на выходе демодулятора 6.

Для определения спектральной плотности шумового напряжения на выходе демодулятора 6 определяют корреляционную функцию случайного процесса на его выходе по выражению, которое дает теория стационарных случайных функций:

$$K_d(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T f_m(t) \cdot I_n(t) \cdot f_m(t+\tau) \cdot I_n(t+\tau) dt,$$

$$(12) \text{ где } f_m(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin((2n+1)\omega_m t)}{2n+1};$$

T - интервал времени;

τ - приращение времени.

Подставив значения $f_m(t)$ и $f_m(t+\tau)$ в выражение (12), после преобразований получают

$$K_d(\tau) = \frac{8}{\pi^2} \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin((2n+1)\omega_m t)}{2n+1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin((2k+1)\omega_m (t+\tau))}{2k+1} dt \right] \times$$

$\times$

Так как ряды в выражении (13) равномерно сходящиеся, проинтегрировав их почленно и приняв во внимание, что интервал $[-T, T]$ кратен 2π , получают

$$K_d(\tau) = K_n(\tau) \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos((2n+1)\omega_m \tau)}{(2n+1)^2}, \quad (14)$$

где $K_n(\tau)$ - корреляционная функция случайного процесса на входе демодулятора 6.

$$K_n(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T I_n(t) I_n(t+\tau) dt.$$

Вследствие того, что спектральная плотность есть преобразование Фурье от корреляционной функции, то для

спектральной плотности шумового напряжения на выходе демодулятора 6 имеют

$$S_d(\omega) = \frac{8}{\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} K_n(\tau) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos(2n+1)\omega_m \tau}{(2n+1)^2} e^{-j\omega \tau} d\tau \quad (15)$$

Проведя почленное интегрирование равномерно сходящегося ряда, разложив $e^{-j\omega \tau}$ по формуле Эйлера, после преобразований получают

$$S_d(\omega) = \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \int_{-\infty}^{\infty} K_n(\tau) \{ \cos[(2n+1)\omega_m \tau] - j \sin[(2n+1)\omega_m \tau] + \cos[(2n+1)\omega_m \tau] - j \sin[(2n+1)\omega_m \tau] \} d\tau$$

$$= \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \int_{-\infty}^{\infty} K_n(\tau) \left\{ e^{-j[(2n+1)\omega_m \tau]} + e^{j[(2n+1)\omega_m \tau]} \right\} d\tau = \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \left\{ S_n[(2n+1)\omega_m] + S_n[-(2n+1)\omega_m] \right\}$$

После подстановки уравнения (9) в выражение (16) и преобразований при условии, что $1 \ll Q$, выражение для спектральной плотности шумового напряжения на выходе демодулятора 6 принимает вид

$$S_d = \frac{8K_1^2 K_3^2 S_0 \omega_0}{\pi^2 \omega_k} \quad (17) \text{ где } \omega_k = 2\omega_m.$$

Таким образом, выходное напряжение демодулятора 6, характеризуемое выражением (11), представляет собой суперпозицию промодулированного синусоидального напряжения, пропорционального измеряемому параметру с явно выраженной второй гармоникой ω_m , и шумового напряжения $U_d(t)$, спектральная плотность которого пропорциональна $2\omega_m$.

Выходное напряжение демодулятора 6 сглаживается активным фильтром 7 нижних частот и поступает одновременно на вход модулятора 8 обратной связи и на вход ключа 10. Модулятор 8 обратной связи совместно с резистором 9 обратной связи образуют параллельную отрицательную обратную связь по напряжению цепи, состоящей из активного полосового фильтра 5, демодулятора 6 и активного фильтра 7 нижних частот. Отрицательная обратная связь позволяет реализовать высокую стабильность коэффициента преобразования указанной цепи, при этом частотный спектр выходного напряжения активного фильтра 7 нижних частот не изменяется. На выходе модулятора 8 обратной связи формируется напряжение отрицательной обратной связи в виде последовательности разнополярных импульсов прямоугольной формы частотой f_m , находящихся в противофазе с выходным напряжением входного дифференциального усилителя 4. Это напряжение отрицательной обратной связи преобразуется с помощью резистора 9 обратной связи в токовый сигнал, воздействующий на суммирующую точку активного полосового фильтра 5.

Управление переключателем 2 полярности, фазочувствительным демодулятором 6 и модулятором 8 обратной связи осуществляется от кварцевого генератора 15 через первый делитель 16

частоты с коэффициентом деления m_1 . Управляющее напряжение представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с частотой $f_m = f_r/m_1$, где f_r - частота генерации кварцевого генератора 15.

Тогда в общем виде для выходного напряжения активного фильтра 7 нижних частот и соответственно для спектральной плотности шумового напряжения на его выходе справедливо

$$U_\Phi(t) = U_d(t) |H_\Phi(j\omega)| \quad (18)$$

$$S_\Phi = S_d \frac{K_3^2}{1 + \omega_k^2 T_\Phi^2} \quad (19) \text{ где } |H_\Phi(j\omega)| = \frac{K_3}{\sqrt{1 + \omega_k^2 T_\Phi^2}}$$

- модуль передаточной функции

активного фильтра 7 нижних частот с коэффициентом усиления K_3 и постоянной времени T_Φ ;

$1+A$ - глубина отрицательной обратной связи цепи, состоящей из активного полосового фильтра 5, демодулятора 6 и активного фильтра 7 нижних частот.

Первый ключ 10 при наличии высокого уровня управляющего сигнала, поступающего с выхода второго делителя 17 частоты, имеющего коэффициент деления m_2 и включенного на выходе первого делителя 16 частоты, подключает выходное напряжение активного фильтра 7 нижних частот к входу интегратора 12. Длительность открытого состояния ключа 10 $t_{\text{и}}$ равна половине периода последовательности прямоугольных импульсов частотой f_m , имеющей место на выходе второго делителя 17 частоты:

$$t_{\text{и}} = \frac{1}{2f_m} = \frac{m_2}{2f_m} = \frac{m_2}{\omega_m} \quad (20)$$

В течение интервала $t_{\text{и}}$ происходит интегрирование выходного напряжения активного фильтра 7 нижних частот $U_\Phi(t)$ интегратором 12. Напряжение на выходе интегратора 12 по истечении интервала $t_{\text{и}}$ с учетом выражений (11) и (18) составляет

$$U_m = \frac{|H_\Phi(j\omega)|}{(1+A)\tau} \int_0^{t_{\text{и}}} \frac{8K_1^2 K_3^2 U_a}{\pi} (1 - \cos 2\omega_m t) dt \quad (21)$$

где τ - постоянная времени интегратора 12.

При совместном рассмотрении выражений (20) и (21) нетрудно заметить, что при $m_2 = 1, 2, \dots, n$

$$U_m = \frac{8K_1^2 K_3^2 K_3 t_{\text{и}}}{\pi(1+A)\tau} U_a \frac{|H_\Phi(j\omega)|}{1+A_0} \int_0^{t_{\text{и}}} U_d(t) dt.$$

Следовательно, U_m не зависит от переменной составляющей выходного напряжения активного фильтра 7 нижних частот, обусловленной второй

гармоникой ω_m , возникающей на выходе демодулятора 6.

Однако, с другой стороны, U_m не должен зависеть от воздействующих на вход интегратор 12 помех сетевой частоты f_c , а также импульсных помех несущей частоты ω_m , генерируемых демодулятором 6, т.е. интервал t_x должен быть кратен T_c и T_m , откуда вытекает требование, определяющее значение m_2 :

$$m_2 = 2 \frac{T_c}{T_m} \quad (23)$$

Управляющий импульс, возникающий на выходе второго делителя 17 частоты, передним фронтом устанавливает в нулевое состояние триггер 18 и счетчик 20 импульсов. В течение t_x высокие уровни сигналов, поступающие с выхода второго делителя 17 частоты и инверсного выхода триггера 18 на входы элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 19, определяют на его выходе нижний уровень сигнала, который держит второй ключ 11 в закрытом состоянии, а также запрещает поступление импульсов с выхода кварцевого генератора 15 в счетчик 20 импульсов. В момент окончания интервала t_x низкий уровень сигнала, возникший на выходе второго делителя 17 частоты, переводит первый ключ 10 в закрытое состояние и, воздействуя на первый вход элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 19, вызывает на его выходе управляющий сигнал высокого уровня, который, поступая одновременно на управляющие входы второго ключа 11 и счетчика 20 импульсов, переводит второй ключ 11 в открытое состояние и разрешает поступлению импульсов частотой f_r с выхода кварцевого генератора 15 в счетчик 20 импульсов. С этого момента начинается интервал времени t_x .

В течение интервала t_x с выхода формирователя 14 опорного напряжения через открытый второй ключ 11 на вход интегратора 12 поступает опорное напряжение U_0 противоположной полярности $U_\Phi(t)$. Формирователь 14 опорного напряжения подключен парафазно к источнику 1 питания, что позволяет реализовать пропорциональную зависимость U_0 от питающего мостовой датчик 3 напряжения и тем самым компенсировать влияние нестабильности этого напряжения на результат измерения. Длительность интервала t_x определяется временем разряда конденсатора интегратора 12, разряд которого продолжается до тех пор, пока напряжение на нем не станет равным нулю (момент срабатывания компаратора 13). Очевидно, что

$$U_m = \frac{U_0}{T} t_x \quad (24)$$

В момент окончания интервала t_x на выходе компаратора 13 вырабатывается импульс, устанавливающий передним фронтом в единичное состояние триггер 18, низкий уровень сигнала, возникший на инверсном выходе которого, воздействуя на второй вход элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 19, вызывает на его выходе низкий уровень управляющего сигнала, который переводит

второй ключ 11 в закрытое состояние и прекращает счет импульсов в счетчике 20 импульсов.

Количество импульсов, поступившее с выхода кварцевого генератора 15 в счетчик 20 импульсов за интервал t_x

$$N = f_r t_x = m_2 f \frac{U_m}{U_0} \quad (25)$$

Для дисперсии шумового напряжения на выходе интегратора 12 справедливо

$$D_u = \int_0^{t_x} |H_u(j\omega)|^2 S_{\Phi} d\omega \quad (26) \text{ где } |H_u(j\omega)| = \left| \frac{\sin 0,5\omega t_x}{0,5\omega t_x} \right|$$

- модуль передаточной функции аналого-цифрового преобразователя двухтактного интегрирования с интервалом времени интегрирования входного напряжения, равным t_x , при частоте входного напряжения, равной $\omega_k = 2\omega_m$.

Однако согласно выражению (20)

$$t_x = \frac{\Pi m_2}{\omega_m} \quad (27)$$

целому числу, $|H_u(j\omega)| = 0$, следовательно, в соответствии с выражением (26) дисперсия шумового напряжения на выходе интегратора 12 $D_u = 0$, откуда

$$\frac{|H_\Phi(j\omega)|}{1+A} \int_0^{t_x} I_d(t) dt = 0 \quad (27)$$

Подставив уравнение (22) в уравнение (25), с учетом выражения (27) получают

$$N = \frac{8 K_1 K_2 K_3 m_2 f U_a}{\Pi(1+A) U_0} \quad (28)$$

Таким образом, по истечении интервала t_x количество импульсов N , зафиксированное в счетчике 20 импульсов, пропорционально амплитудному значению выходного напряжения мостового датчика 3 $U_a(t)$, а значит, пропорционально измеряемому параметру. Случайная составляющая погрешности измерения, создающаяся напряжением избыточного шума, вносимым входным дифференциальным усилителем 4, и характеризующаяся дисперсией шумового напряжения на выходе интегратора 12 D_u , полностью исключается из результата измерения.

Следовательно, достигается предельно высокая разрешающаяся способность измерения, ограничиваемая только напряжением теплового шума на выходе мостового датчика 3, которое согласно формуле Найквиста определяется значением сопротивления тензорезисторов мостового датчика 3.

Импульсом, возникающим на прямом выходе триггера 18 в момент срабатывания компаратора 13 и заканчивающимся моментом формирования интервала следующего измерения, результат измерения, сформированный в счетчике 20 импульсов, переносится в выходной регистр 21.

Формула изобретения:
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В ЦИФРОВОЙ КОД, содержащий источник питания, выходы которого подключены соответственно к входам формирователя опорного напряжения и переключателя полярности, выходы которого соединены с питающей диагональю мостового датчика, измерительная диагональ которого подключена к входам входного дифференциального усилителя, первый и второй ключи, выходы которых объединены и подключены к входу интегратора, информационный вход второго ключа соединен с выходом формирователя опорного напряжения, а выход интегратора через компаратор соединен с установочным входом триггера, отличающийся тем, что, с целью повышения разрешающей способности и точности, в него введены последовательно соединенные активный полосовой фильтр, фазочувствительный демодулятор и активный фильтр нижних частот, а также модулятор обратной связи, элемент обратной связи, выполненный на резисторе, кварцевый генератор, два последовательно соединенных делителя частоты, элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, счетчик импульсов и выходной регистр, при этом выход входного дифференциального усилителя подключен к

первому входу активного полосового фильтра, а выход активного фильтра нижних частот подключен к информационным входам первого ключа и модулятора обратной связи, выход которого через резистор обратной связи соединен с вторым входом активного полосового фильтра, выход кварцевого генератора подключен к счетному входу счетчика импульсов и входу первого делителя частоты, выход второго делителя частоты подключен к управляющему входу первого ключа, к первому входу элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, к входам сброса счетчика импульсов и триггера, прямой выход которого соединен с управляющим входом выходного регистра, а инверсный выход - с вторым входом элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, выход которого подключен к управляющим входам второго ключа и счетчика импульсов, информационные выходы последнего из которых соединены с соответствующими информационными входами выходного регистра, а управляющие входы переключателя полярности, фазочувствительного демодулятора и модулятора обратной связи объединены и подключены к выходу первого делителя частоты.

30

35

40

45

50

55

60

