

(19)



**Евразийское
патентное
ведомство**

(11) **022138**

(13) **B1**

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ЕВРАЗИЙСКОМУ ПАТЕНТУ**

(45) Дата публикации и выдачи патента
2015.11.30

(51) Int. Cl. **G01H 9/00** (2006.01)

(21) Номер заявки
201200663

(22) Дата подачи заявки
2012.03.29

(54) **СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ ВИБРАЦИИ ОБЪЕКТА**

(43) **2013.09.30**

(56) SU-A1-1585692
SU-A-470707
GB-A-1468560
US-A-4819649

(96) **2012/EA/0025 (BY) 2012.03.29**

(71)(73) Заявитель и патентовладелец:
**УЧРЕЖДЕНИЕ ОБРАЗОВАНИЯ
"БЕЛОРУССКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАТИКИ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ" (BY)**

(72) Изобретатель:
**Волковец Александр Иванович,
Гусинский Александр Владимирович,
Кострикин Анатолий Михайлович,
Самонов Виктор Евгеньевич (BY)**

(57) Изобретение относится к измерительной технике и может быть использовано для бесконтактного измерения амплитуды вибрации в теплоэнергетике, газовой промышленности, машиностроении, авиастроении и других областях. Техническая задача заключается в повышении точности измерения амплитуды вибрации и упрощении конструкции СВЧ-тракта бесконтактного измерителя амплитуды вибрации для минимизации его габаритных размеров. Поставленная задача достигается тем, что исследуемый объект измерения посредством антенны зондируют СВЧ-сигналом с периодически изменяющейся частотой коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн, при этом на балансный смеситель поступает часть зондирующего сигнала и отраженный от вибрирующего объекта сигнал.

B1

022138

022138
B1

Изобретение относится к измерительной технике и может быть использовано для бесконтактного измерения амплитуды вибрации в теплоэнергетике, газовой промышленности, машиностроении, авиационной промышленности и других областях.

Известен бесконтактный радиоволновой способ измерения амплитуды вибрации, реализованный в радаре для обнаружения вибрации [1], заключающийся в том, что зондируют с помощью основной антенны исследуемый объект СВЧ-сигналом фиксированной несущей частоты f_0 , принимают от исследуемого объекта отраженный СВЧ-сигнал вида

$$S_1(t) = A_1 \cos[2\pi f_0 t + \varphi_1 + \varphi_B(t)],$$

где A_1 - амплитуда отраженного сигнала;

f_0 - несущая частота зондирующего сигнала;

φ_1 - фазовый сдвиг отраженного сигнала в СВЧ измерительном тракте на выходе комплексного балансного смесителя;

$\varphi_B(t) = \varphi_{BM} \sin 2\pi f_B t$ - изменение фазы отраженного сигнала под влиянием вибрации исследуемого объекта;

φ_{BM} - амплитудное значение изменения фазы отраженного сигнала под влиянием вибрации исследуемого объекта;

f_B - частота вибрации;

смешивают в комплексном балансном смесителе отраженный сигнал с опорным сигналом, в качестве которого берут часть зондирующего сигнала, и получают после фильтрации и усиления на выходе комплексного балансного смесителя квадратурные сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$ вида

$$U_1(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos[(\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t)],$$

$$U_2(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \sin[(\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t)],$$

где A_2 - амплитуда опорного сигнала;

φ_2 - фазовый сдвиг между опорным сигналом на входе комплексного балансного смесителя и исходным зондирующим сигналом;

калибровочная процедура включает в себя снятие множества значений сигналов $U_1(t)$, $U_2(t)$, и после их усреднения (при этом среднее значение $\varphi_B(t)$ стремится к нулю) рассчитываются значения A_1 и $(\varphi_1 - \varphi_2)$; с учетом этих рассчитанных значений с помощью регулируемых СВЧ-аттенюатора и фазовращателя воспроизводят дополнительный зондирующий СВЧ-сигнал, который после отражения от поверхности дополнительной антенны имеет амплитуду A_1 и фазовый сдвиг $(\varphi_1 - \varphi_2)_c = \varphi_1 - \varphi_2 + \pi$; так как этот сигнал складывается с отраженным сигналом, то на выходе комплексного балансного смесителя будут квадратурные сигналы вида

$$U_1(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos \varphi_B(t) \approx 0;$$

$$U_2(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \sin \varphi_B(t) \approx \frac{1}{2} A_1 A_2 \cdot \varphi_B(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \varphi_{BM} \sin(2\pi f_B t);$$

амплитуда выходного сигнала $U_2(t)$ будет пропорциональна амплитуде вибрации D_M

$$D_M = \frac{C}{4\pi f_0} \varphi_{BM},$$

где C - скорость света.

Однако данный способ, несмотря на обеспечение высокой чувствительности измерения благодаря использованию комплексного балансного смесителя, имеет ряд недостатков: во-первых, сложность и трудоемкость калибровочной процедуры, которая должна проводиться на месте установки измерителя амплитуды вибрации, и вследствие этого невозможность автоматизации процесса измерения (из-за необходимости использования регулирующей системы - регулируемых СВЧ-аттенюатора и фазовращателя); во-вторых, ограничение верхнего значения измеряемой амплитуды вибрации из-за необходимости выполнения условия малости значения φ_{BM} .

Наиболее близким к предлагаемому изобретению является бесконтактный радиоволновой способ измерения вибрации [2], заключающийся в том, что объект посредством антенны зондируют СВЧ-сигналом фиксированной несущей частоты в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн, принимают отраженный от исследуемого объекта сигнал $S_1(t)$ вида

$$S_1(t) = A_1 \cos[2\pi f_0 t + \varphi_1 + \varphi_B(t)],$$

смешивают в комплексном балансном смесителе отраженный сигнал с опорным сигналом, в качестве которого берут часть зондирующего сигнала, и получают после фильтрации и усиления на выходе комплексного балансного смесителя квадратурные сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$ вида

$$U_1(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos[(\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t)],$$

$$U_2(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \sin[(\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t)];$$

преобразуют сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$ в цифровую форму в виде набора мгновенных значений $U_1(t_i)$ и $U_2(t_i)$ посредством быстродействующего двухканального аналого-цифрового преобразователя, частоту опроса которого выбирают много большей максимального значения частоты вибрации исследуемого объекта, для каждой пары полученных значений $U_1(t_i)$ и $U_2(t_i)$ вычисляют мгновенные значения фазового сдвига φ_i по выражению

$$\varphi_i = (\varphi_1 - \varphi_2) + \varphi_B(t_i) = \arctg \frac{U_2(t_i)}{U_1(t_i)};$$

из полученных значений φ , определяют φ_{MIN} и φ_{MAX} , вычисляют значение φ_{BM} по выражению

$$\varphi_{\text{BM}} = \frac{\varphi_{\text{MAX}} - \varphi_{\text{MIN}}}{2};$$

а амплитуду вибрации D_M определяют по выражению

$$D_M = \frac{C}{4\pi f_0} \varphi_{\text{BM}}.$$

Приведенный бесконтактный радиоволновой способ измерения свободен от недостатков, свойственных способу [1]. Однако недостатками и этого способа являются

большие габариты измерителя амплитуды вибрации из-за сложности конструкции СВЧ-тракта с использованием комплексного балансного смесителя;

ограничение точности измерения амплитуды вибрации из-за неидентичности параметров каналов при двухканальном преобразовании сигналов в комплексном балансном смесителе.

Задача изобретения - повышение точности измерения амплитуды вибрации и упрощение конструкции СВЧ-тракта измерителя для минимизации его габаритных размеров.

Задача достигается тем, что в известном бесконтактном радиоволновом способе измерения амплитуды вибрации отсутствует комплексный балансный смеситель, а для обеспечения проведения измерения амплитуды вибрации спектр сигнала вибрации линейно переносится на промежуточную частоту с последующей его обработкой в цифровом квадратурном смесителе. Для этого исследуемый объект посредством антенны зондируют СВЧ-сигналом с периодически изменяющейся частотой в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн, при этом на смеситель поступает часть зондирующего сигнала вида

$$S_0(t) = A_0 \cos[2\pi F_H(t)],$$

где $F_H(t)$ - закон изменения частоты зондирующего сигнала, описываемый выражением $F_H(t) = f_0 + F(t)$;

f_0 - постоянная составляющая несущей частоты зондирующего сигнала;

$F(t) = F_M \frac{t}{T}$ - переменная составляющая несущей частоты зондирующего сигнала, изменяющая за период T значение частоты от 0 до F_M ;

F_M - величины девиации частоты, которая рассчитывается и обеспечивается исходя из известного расстояния до исследуемого объекта L согласно формуле

$$F_M = \frac{C}{2L}$$

и отраженный от вибрирующего объекта сигнал

$$S_1(t) = A_1 \cos[2\pi F_H(t) + \varphi_V(t) + \varphi_L(t)],$$

где A_0, A_1 - амплитуды части зондирующего и отраженного сигналов;

$\varphi_L(t)$ - фазовый сдвиг отраженного сигнала в СВЧ измерительном тракте на выходе балансного смесителя, определяемый расстоянием до исследуемого объекта L и значением несущей частоты $F_H(t)$;

сигналы $S_0(t)$ и $S_1(t)$ смешивают в балансном смесителе, а на его выходе выделяется разностная составляющая, при этом суммарная составляющая, имеющая удвоенную несущую частоту, отфильтровывается. Выделяемый сигнал будет иметь вид

$$S_{CM}(t) = A_{CM} \cos[2\pi F_{ПЧ} t + \varphi_{L0} + \varphi_B(t)],$$

где A_{CM} - амплитуда сигнала на выходе смесителя;

$$\varphi_{L0} = \frac{4\pi L f_0}{C}$$

- постоянный набег фазы отраженного сигнала на частоте f_0 ;

сигнал $S_{CM}(T)$ преобразуют в цифровую форму в виде набора мгновенных значений $S_{CM}(t_i)$ посредством одноканального быстродействующего аналого-цифрового преобразователя, частоту дискретизации которого выбирают много большей частоты $F_{ПЧ}$;

производят цифровое формирование мгновенных значений опорных напряжений вида

$$U_1(t_i) = \cos(2\pi F_{ПЧ} t_i),$$

$$U_2(t_i) = \sin(2\pi F_{ПЧ} t_i),$$

и перемножение их с мгновенными значениями сигнала $S_{CM}(t_i)$ с последующей цифровой фильтрацией для получения квадратурных сигналов, содержащих информацию о фазе

$$U_3(t_i) = \frac{1}{2} A_{CM} \cos(\varphi_{L0} + \varphi_B(t_i)),$$

$$U_4(t_i) = \frac{1}{2} A_{CM} \sin(\varphi_{L0} + \varphi_B(t_i));$$

для каждой пары полученных значений $U_3(t_i)$ и $U_4(t_i)$ вычисляют мгновенные значения фазового сдвига φ_i по формуле

$$\varphi_i = \varphi_{L0} + \varphi_B(t_i) = \arctg \frac{U_4(t_i)}{U_3(t_i)};$$

из полученных значений φ_i , определяют φ_{MIN} и φ_{MAX} , вычисляют значение φ_{BM} по выражению:

$$\varphi_{BM} = \frac{\varphi_{MAX} - \varphi_{MIN}}{2},$$

а амплитуду вибрации D_M определяют по выражению

$$D_M = \frac{C}{4\pi f_0} \varphi_{BM}.$$

Сравнительный анализ с прототипом показывает, что заявляемый способ отличается принципом формирования зондирующего СВЧ-сигнала, несущая частота которого $F_H(t)$ периодически по линейному закону изменяется на частоту $F(t)$ в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн, что позволяет реализовать цифровую квадратурную обработку сигнала, используя вместо комплексного балансного смесителя с двумя выходами обычный смеситель с одним выходом и одноканальный быстродействующий аналого-цифровой преобразователь, а также при формировании цифровым способом опорных напряжений $U_1(t_i)$ и $U_2(t_i)$ для получения квадратурных составляющих сигнала и измерения амплитуды вибрации D_M , обеспечить у них точный сдвиг фазы на $\pi/2$.

Это позволяет уменьшить погрешность измерения амплитуды вибрации за счет устранения неидентичности параметров при аналоговой двухканальной квадратурной обработке сигналов за счет точного формирования цифровым способом опорных сигналов $U_1(t_i)$ и $U_2(t_i)$ в цифровом квадратурном детекторе, значительно упростить конструкцию СВЧ тракта и соответственно значительно уменьшить габаритные размеры измерителя за счет использования обычного смесителя вместо комплексного балансного смесителя, используемого в измерителях, приведенных в [1, 2].

Предлагаемый способ иллюстрируется чертежом, где представлена структурная схема измерителя амплитуды вибрации, с помощью которого может быть реализован предлагаемый способ.

Измеритель, с помощью которого может быть реализован предлагаемый способ, содержит СВЧ-генератор (Г) 1 с электрической перестройкой частоты, выход которого соединен со входом делителя мощности (ДМ) 2, первый выход которого через направленный ответвитель (НО) 3 подключен к рупорной антенне (А) 4, ориентированной в направлении на исследуемый объект (ИО) 5 и осуществляющей облучение и прием отраженного от (ИО) 5 СВЧ-сигнала, поступающего на первый вход балансного смесителя (БС) 6, на второй вход которого подается опорный сигнал со второго выхода ДМ, выход балансного смесителя (БС) 6 соединен с аналоговым входом быстродействующего аналого-цифрового преобразователя (АЦП) 7, цифровой выход которого соединен с цифровым входом DSP-процессора (DSP) 8, цифровой входы и выходы DSP 8 соединены с входами и выходами АЦП 7, цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) 9, персонального компьютера (ПК) 10; аналоговый выход ЦАП 9 соединен с управляющим входом СВЧ-генератора 1.

Заявленный способ в данном измерителе может быть реализован следующим образом.

СВЧ-генератор (Г) 1 формирует зондирующий сигнал с периодически изменяющейся частотой, который через делитель мощности (ДМ) 2 и первичный канал направленного ответвителя (НО) 3 подается на рупорную антенну (А) 4, которая одновременно является передающей и приемной. Отраженный от исследуемого объекта (ИО) 5 сигнал через вторичный канал направленного ответвителя (НО) 3 (направленный ответвитель (НО) 3 ориентирован на отраженный сигнал) поступает на первый вход балансного смесителя (БС) 6. На второй вход балансного смесителя (БС) 6 через делитель мощности (ДМ) 2 посту-

пает часть зондирующего сигнала. В балансном смесителе (БС) 6 осуществляется интерференция этих сигналов, выделение на его выходе сигнала на промежуточной частоте, несущего информацию о фазе сигнала, его фильтрация и усиление. Одноканальный быстродействующий аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) 7 обеспечивает преобразование сигнала, поступающего с выхода балансного смесителя (БС) 6 в цифровую форму. В персональный компьютера (ПК) 10 вводится известное значение L расстояния от антенны (А) 4 до исследуемого объекта (ИО) 5, которое используется для обеспечения условия формирования $F_{ПЧ}$ и формирования в цифровой форме опорных напряжений $U_1(t_i)$ и $U_2(t_i)$ и параметров сигнала, управляющего перестройкой частоты СВЧ-генератора (Г) 1. В DSP-процессоре (DSP) 8 производится перемножение в цифровой форме мгновенных значений опорных сигналов и сигнала с цифрового выхода аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) 7 и формирование в цифровой форме сигнала, управляющего перестройкой частоты СВЧ-генератора (Г) 1. Последний сигнал преобразуется в цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП) 9 в аналоговую форму и служит для перестройки частоты с помощью варактора СВЧ-генератора (Г) 1. В персональном компьютере (ПК) 10 производится математическая обработка сигналов, вычисление и индикация измеряемой амплитуды вибрации.

Измеритель, основанный на предложенном способе, реализован в Центре 1.9 "Научно-образовательный инновационный центр СВЧ технологий и их метрологическое обеспечение" Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Несущая частота зондирующего сигнала 94 ГГц, диапазон изменения частоты 1,5 ГГц, выходная мощность не менее 10 мВт, рабочий диапазон частоты вибрации от 0 до 31250 Гц, диапазон измеряемых амплитуд вибрации от 1 мкм до 10 мм (разбит на поддиапазоны), основная погрешность измерения (по результатам экспериментальных исследований) не более 2-3%.

Источники информации

1. Радар для обнаружения вибрации: Патент Соединенного Королевства Великобритании 2310099 А, 1996.
2. Способ измерения амплитуд вибрации объекта: Патент РБ № 13974, МПК G01H 9/00, 2010.

ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ

Способ измерения амплитуды вибрации, характеризующийся тем, что исследуемый объект измерения посредством антенны зондируют СВЧ-сигналом с периодически изменяющейся частотой коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн, при этом на балансный смеситель поступает часть зондирующего сигнала вида

$$S_0(t) = A_0 \cos[2\pi F_H(t)],$$

и отраженный от вибрирующего объекта сигнал

$$S_1(t) = A_1 \cos[2\pi F_H(t) + \varphi_V(t) + \varphi_L(t)],$$

где A_0, A_1 - амплитуды части зондирующего и отраженного сигналов;

$F_H(t)$ - закон изменения частоты зондирующего сигнала, описываемый выражением $F_H(t) = f_0 + F(t)$;

f_0 - постоянная составляющая несущей частоты зондирующего сигнала;

$F(t) = F_M \frac{t}{T}$ - переменная составляющая несущей частоты зондирующего сигнала, изменяющая за период T значение частоты от 0 до F_M ;

F_M - величина девиации частоты, рассчитывается и обеспечивается исходя из известного расстояния до исследуемого объекта L согласно формуле

$$F_M = \frac{C}{2L}$$

$\varphi_V(t) = \varphi_{ВМ} \sin 2\pi f_B t$ - изменение фазы отраженного сигнала под влиянием вибрации исследуемого объекта;

$\varphi_{ВМ}$ - амплитудное значение изменения фазы отраженного сигнала под влиянием вибрации исследуемого объекта;

f_B - частота вибрации;

$T = \frac{1}{F_{ПЧ}}$ - период изменения частоты зондирующего сигнала, значение которого обеспечивается исходя из требования $F_{ПЧ} \geq f_B$;

которые смешивают в балансном смесителе, а после фильтрации и усиления на его выходе выделяют сигнал вида

$$S_{СМ}(t) = A_{СМ} \cos[2\pi F_{ПЧ}(t) + \varphi_{L0} + \varphi_B(t)];$$

где $A_{СМ}$ - амплитуда сигнала на выходе смесителя;

$\varphi_{L0} = \frac{4\pi L f_0}{C}$ - постоянный набег фазы отраженного сигнала на частоте f_0 ;

сигнал $S_{CM}(t)$ преобразуют в цифровую форму в виде набора мгновенных значений $S_{CM}(t_i)$ посредством одноканального быстродействующего аналого-цифрового преобразователя, частоту дискретизации которого выбирают много большей частоты $F_{ПЦ}$;

производят цифровое формирование мгновенных значений опорных напряжений вида

$$U_1(t_i) = \cos[2\pi F_{ПЦ} t_i];$$

$$U_2(t_i) = \sin[2\pi F_{ПЦ} t_i],$$

и перемножение их с мгновенными значениями сигнала $S_{CM}(t_i)$ с последующей цифровой фильтрацией для получения квадратурных сигналов, содержащих информацию о фазе

$$U_3(t_i) = \frac{1}{2} A_{CM} \cos[\varphi_{L0} + \varphi_B(t_i)];$$

$$U_4(t_i) = \frac{1}{2} A_{CM} \sin[\varphi_{L0} + \varphi_B(t_i)];$$

для каждой пары полученных значений $U_3(t_i)$ и $U_4(t_i)$ вычисляют мгновенные значения фазового сдвига φ_i по формуле

$$\varphi_i = \varphi_{L0} + \varphi_B(t_i) = \arctg \frac{U_4(t_i)}{U_3(t_i)};$$

из полученных значений φ_i определяют φ_{MIN} и φ_{MAX} , вычисляют значение φ_{BM} по выражению

$$\varphi_{BM} = \frac{\varphi_{MAX} - \varphi_{MIN}}{2},$$

а амплитуду вибрации D_M определяют по выражению

$$D_M = \frac{C}{4\pi f_0} \varphi_{BM}.$$

