



УКРАЇНА

(19) UA (11) 61035 (13) A

(51) 7 G01B17/02

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ
НА ВИНАХІДВИДАЄТЬСЯ ПІД
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЬ
ВЛАСНИКА
ПАТЕНТУ

(54) УЛЬТРАЗВУКОВИЙ РЕЗОНАНСНИЙ ТОВЩИНОМІР

1

2

(21) 20021210768

(22) 29 12 2002

(24) 15 10 2003

(46) 15 10 2003, Бюл. № 10, 2003 р.

(72) Скрипник Юрій Олексійович, Здоренко Валерій Георгійович

(73) КИЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ТЕХНОЛОГІЙ ТА ДИЗАЙНУ

(57) Ультразвуковий резонансний товщиномір, що містить генератори високої й низької частоти, високочастотний і низькочастотний квадратурні фазорозщеплювачі, два балансні модулятори, суматор, високочастотний підсилювач потужності, роздільно-суміщений п'єзоелектричний перетворювач, підсилювач напруги високої частоти, амплітудний детектор, підсилювач низької частоти, синхронний детектор, інтегратор і блок перебудови високої частоти, підключений до генератора високої частоти, вихід якого через високочастотний квадратурний фазорозщеплювач з'єднаний із входами балансних модуляторів, керуючі входи яких через двополюсний автоматичний перемикач та низькочастотний квадратурний фазорозщеплювач з'єднані з виходом генератора низької частоти, виходи балансних модуляторів з'єднані з входами суматора, вихід якого через високочастотний підсилювач потужності з'єднаний з випромінювачем

роздільно-суміщеного п'єзоелектричного перетворювача, до приймача якого підключений через підсилювач напруги високої частоти амплітудний детектор, виходом з'єднаний через підсилювач низької частоти і синхронний детектор з інтегратором, вихід якого з'єднаний з керуючим входом блока перебудови високої частоти, який відрізняється тим, що в нього введені мікропроцесорний частотомір, блок перебудови низької частоти, другий інтегратор, синхронний детектор і підсилювач низької частоти, диференціальний підсилювач, джерело опорної напруги, мультівібратор і фазовий детектор, входом з'єднаний з виходом підсилювача напруги високої частоти, виходом з'єднаний через другий підсилювач низької частоти і синхронний детектор з одним входом диференціального підсилювача, інший вхід якого з'єднаний із джерелом опорної напруги, вихід диференціального підсилювача через другий інтегратор з'єднаний з керуючим входом блока перебудови низької частоти, підключеного до генератора низької частоти, вихід мультівібратора з'єднаний з керуючими входами першого і другого синхронних детекторів і керуючим входом двополюсного автоматичного перемикача, а входи мікропроцесорного частотоміра з'єднані з виходами генераторів високої і низької частоти

Винахід відноситься до засобів контролю розмірів та геометричних параметрів матеріалів та виробів і може бути використаний для безконтактного контролю товщини матеріалів і тонкостінних виробів при однобічному доступі до них

Відомий ультразвуковий резонансний товщиномір (див. Калинин В.А., Приницкий А.А., Цеспер Л.Б. Современные ультразвуковые толщинометры - М. Машиностроение, 1972, с. 32-34 або Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник. Под ред. В.В. Ключева, книга 2 - М. Машиностроение, 1986, с. 273-274), у якому використовується генератор електричних коливань регульованої частоти, до якого через підсилювач потужності підключений п'єзоелектричний випромінювач ультразвукових коливань, п'єзое-

лектричний приймач ультразвукових коливань, до виходу якого через підсилювач напруги підключений один вхід осцилографічного індикатора резонансу, а також блок частотної розгортки, з'єднаний з керуючим входом генератора і другим входом осцилографічного індикатора

Однак через пологість характеру резонансної кривої в межах резонансної частоти, що обумовлюється акустичними втратами в контрольованому матеріалі чи виробі, точність визначення резонансної частоти, а отже, і товщини залишається низькою

Відомий також ультразвуковий резонансний товщиномір по патенту України №38264А, кл. G01B17/02, 2001, що містить генератори високої і низької частоти, високочастотний і низькочастот-

(13) A
(11) 61035
(19) UA

ний квадратурні фазорасщеплячі, два балансних модулятори, суматор, високочастотний підсилювач потужності, роздільно-суміщений п'єзоелектричний перетворювач, підсилювач напруги високої частоти, амплітудний детектор, підсилювач низької частоти, синхронний детектор, інтегратор і блок перебудови високої частоти, підключений до генератора високої частоти, вихід якого через високочастотний квадратурний фазорасщепляч з'єднаний із входами балансних модуляторів, керуючі входи яких через двополюсний автоматичний перемикач та низькочастотний квадратурний фазорасщепляч з'єднані з виходом генератора низької частоти, виходи балансних модуляторів з'єднані з входами суматора, вихід якого через високочастотний підсилювач потужності з'єднаний з випромінювачем роздільно-суміщеного п'єзоелектричного перетворювача, до приймача якого підключений через підсилювач напруги високої частоти амплітудний детектор, виходом з'єднаний через підсилювач низької частоти і синхронний детектор з інтегратором, вихід якого з'єднаний з керуючим входом блоку перебудови високої частоти.

Крім того, відомий товщиномір включає дільник частоти, підключений до виходу генератора низької частоти, а вихід дільника частоти з'єднаний з керуючим входом синхронного детектора і керуючим входом двополюсного автоматичного перемикача.

Визначення товщини контролюваного матеріалу чи виробу здійснюється за значенням резонансної частоти і відомої швидкості поширення ультразвукових коливань у матеріалі чи виробі, що контролюється. Однак швидкість поширення ультразвукових коливань у матеріалі або виробі, що контролюється, не залишається постійною і залежить від складу, структури матеріалу, а також його температури. Так як у процесі контролю товщини швидкість поширення може значно змінюватися через вплив зазначених факторів, то виникає велика погрішність, яку важко врахувати і компенсувати. Калібрування по еталонних зразках відомої товщини також не виключає зазначену погрішність через випадковий характер змін складу, структури, сорту, вологості і т.п. матеріалу, що зондується, в процесі його виготовлення.

В основу винаходу покладена задача створення такого ультразвукового резонансного товщиноміра, у якому введення нових елементів і зв'язків дозволило б підвищити точність виміру товщини матеріалів і виробів, що контролюються, без додаткових вимірів швидкості поширення ультразвукових коливань у них, що забезпечується вимірюванням як амплітуди, так і фази відбитих від поверхні контролюваного виробу ультразвукових коливань.

Поставлена задача вирішується тим, що в ультразвуковий резонансний товщиномір, що містить генератори високої і низької частоти, високочастотний і низькочастотний квадратурні фазорозщеплячі, два балансних модулятори, суматор, високочастотний підсилювач потужності, роздільно-суміщений п'єзоелектричний перетворювач, підсилювач напруги високої частоти, амплітудний детектор, підсилювач низької частоти, синхронний детектор, інтегратор і блок перебудови високої

частоти, підключений до генератора високої частоти, вихід якого через високочастотний квадратурний фазорозщепляч з'єднаний із входами балансних модуляторів, керуючі входи яких через двополюсний автоматичний перемикач та низькочастотний квадратурний фазорозщепляч з'єднані з виходом генератора низької частоти, виходи балансних модуляторів з'єднані з входами суматора, вихід якого через високочастотний підсилювач потужності з'єднаний з випромінювачем роздільно-суміщеного п'єзоелектричного перетворювача, до приймача якого підключений через підсилювач напруги високої частоти амплітудний детектор, виходом з'єднаний через підсилювач низької частоти і синхронний детектор з інтегратором, вихід якого з'єднаний з керуючим входом блоку перебудови високої частоти, згідно винаходу, в нього введені мікропроцесорний частотомір, блок перебудови низької частоти, другий інтегратор, синхронний детектор і підсилювач низької частоти, диференціальний підсилювач, джерело опорної напруги, мультівібратор і фазовий детектор, входом з'єднаний з виходом підсилювача напруги високої частоти, виходом з'єднаний через другий підсилювач низької частоти і синхронний детектор з одним входом диференціального підсилювача, інший вхід якого з'єднаний із джерелом опорної напруги, вихід диференціального підсилювача через другий інтегратор з'єднаний з керуючим входом блоку перебудови низької частоти, підключеного до генератора низької частоти, вихід мультівібратора з'єднаний з керуючими входами першого і другого синхронних детекторів і керуючим входом двополюсного автоматичного перемикача, а входи мікропроцесорного частотоміра з'єднані з виходами генераторів високої і низької частоти. Введення в схему ультразвукового резонансного товщиноміра мікропроцесорного частотоміра, блоку перебудови низької частоти, підключеного до генератора низької частоти, другого інтегратора, синхронного детектора і підсилювача низької частоти, диференціального підсилювача з джерелом опорної напруги, мультівібратора і фазового детектора, включених зазначеним чином, дозволяє сформувати додатковий низькочастотний сигнал, пропорційний фазі відбитих від поверхні матеріалу або виробу, що контролюється, ультразвукових коливань. Порівняння цього сигналу після підсилення і синхронного детектування з опорним сигналом у диференціальному підсилювачі дає можливість одержати керуючу напругу, якою перебудовується модулююча низька частота, що зсуває високу частоту зондуючих ультразвукових коливань відносно резонансної частоти симетрично вгору і вниз. Через зміну верхньої та нижньої бічних частот зондуючих сигналів змінюються і фазові зсуви у відбитих ультразвукових коливаннях. Оскільки опорний сигнал диференціального підсилювача є величиною постійною, то і фазові зсуви відбитих коливань також стабілізуються. При цьому зміни швидкості поширення коливань у матеріалі компенсуються зміною низької модулюючої частоти. Вимір відношення значень низької і високої частот у мікропроцесорному частотомірі дозволяє одержати результат у цифровій формі, пропорційний товщині контролюваного матеріалу чи

виробу незалежно від варіації швидкості поширення ультразвукових коливань у ньому, що дозволяє підвищити точність виміру товщини контрольованих матеріалів і виробів без додаткових вимірів швидкості поширення цих коливань

На фіг 1 приведена структурна схема ультразвукового амплітудно-фазового резонансного товщиноміра, а на фіг 2 - частотна залежність амплітуди і фази відбитих ультразвукових коливань від поверхні контрольованого матеріалу чи виробу

Ультразвуковий амплітудно-фазовий резонансний товщиномір містить генератор 1 високої частоти, до виходу якого підключений високочастотний квадратурний фазорозщепляч 2, балансні модулятори 3 і 4, входами з'єднані з виходами високочастотного квадратурного фазорозщепляча, а виходами з'єднані з входами суматора 5, високочастотний підсилювач 6 потужності, роздільно-суміщений п'єзоелектричний перетворювач 7, що включає дисковий випромінювач 8 і кільцевий приймач 9, підсилювач 10 напруги високої частоти, підключений до виходу кільцевого приймача 9, амплітудний 11 і фазовий 12 детектори, з'єднані входами з виходом підсилювача напруги високої частоти, підсилювачі 13 і 14 низької частоти і синхронні детектори 15 і 16, з'єднані послідовно і підключені до виходів амплітудного 11 і фазового 12 детекторів відповідно, інтегратор 17, входом з'єднаний з виходом синхронного детектора 15, виходом підключений до керуючого входу блока 18 перебудови високої частоти генератора 1 високої частоти, диференціальний підсилювач 19, джерело 20 опорної напруги, з'єднане з одним входом диференціального підсилювача 19, інший вхід якого з'єднаний з виходом синхронного детектора 16, інтегратор 21, входом з'єднаний з виходом диференціального підсилювача 19, виходом підключений до керуючого входу блоку 22 перебудови низької частоти генератора 23 низької частоти, до виходу якого підключений низькочастотний квадратурний фазорозщепляч 24, виходи якого з'єднані з входами двополюсного автоматичного перемикача 25, мультівібратор 26, з'єднаний виходом з керуючими входами синхронних детекторів 15,

$$U_7(t) = S_1 U_2(t) U_5(t) = 0,5 S_1 U_{m2} U_{m5} \{ \cos[(\omega_1 - \Omega_1)t + \varphi - \Phi] + \cos[(\omega_1 + \Omega_1)t + \varphi + \Phi] \}, \quad (7)$$

$$U_8(t) = S_2 U_3(t) U_6(t) = 0,5 S_2 U_{m3} U_{m6} \{ \cos[(\omega_1 - \Omega_1)t + \varphi - \Phi] - \cos[(\omega_1 + \Omega_1)t + \varphi + \Phi] \}, \quad (8)$$

де S_1 та S_2 - крутизна перетворення балансних модуляторів 3 і 4, причому через однотипність модуляторів $S_1 = S_2$

Гармонійна складова різницевої частоти $\omega_2 = \omega_1 - \Omega_1$, в модульованих коливаннях являє собою сигнал нижньої бічної частоти відносно несучої частоти ω_1 , а гармонійна складова сумарної частоти $\omega_3 = \omega_1 + \Omega_1$, - сигнал верхньої бічної частоти

Двохчастотні сигнали (7) та (8) надходять на суматор 5, на виході якого створюється сигнал тільки однієї різницевої частоти

$$U_9(t) = U_7(t) + U_8(t) = S_1 U_{m2} U_{m5} \cos(\omega_2 t + \varphi - \Phi) \quad (9)$$

Високочастотний сигнал $U_9(t)$ різницевої частоти ω_2 підсилюється по потужності високочастотним підсилювачем 6 потужності високочастотних коливань і збуджує дисковий випромінювач 8 роз-

16 та керуючим входом двополюсного автоматичного перемикача 25, виходи якого з'єднані зустрічно і підключені до керуючих входів балансних модуляторів 3 і 4, мікропроцесорний частотомір 27, входи якого з'єднані з виходом генератора 1 високої частоти і виходом генератора 23 низької частоти

Позицію 28 позначений матеріал чи виріб, товщина якого контролюється

Ультразвуковий амплітудно-фазовий резонансний товщиномір працює наступним чином

Електричні коливання генератора 1 високої частоти ω_1 (фіг 1)

$$U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi) \quad (1)$$

розділяються за допомогою високочастотного квадратурного фазорозщепляча 2 на два коливання з рівними амплітудами і зсунутими по фазі на 90°

$$U_2(t) = U_{m2} \cos(\omega_1 t + \varphi) \quad (2)$$

$$U_3(t) = U_{m3} \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad (3)$$

$$\text{причому } U_{m2} = U_{m3}$$

Електричні коливання генератора 23 низької частоти Ω_1 ,

$$U_4(t) = U_{m4} \cos(\Omega_1 t + \Phi) \quad (4)$$

також розщеплюються низькочастотним квадратурним фазорозщеплячем 24 на два коливання з рівними амплітудами і зсунутими по фазі на 90°

$$U_5(t) = U_{m5} \cos(\Omega_1 t + \Phi), \quad (5)$$

$$U_6(t) = U_{m6} \sin(\Omega_1 t + \Phi) \quad (6)$$

$$\text{причому } U_5 = U_{m6}$$

Низькочастотні напруги $U_5(t)$ і $U_6(t)$ частоти $\Omega_1 \ll \omega_1$, надходять на керуючі входи балансних модуляторів 3 і 4 через двополюсний автоматичний перемикач 25, що керується прямокутною напругою мультівібратора 26

У результаті балансної модуляції високочастотних коливань (2) і (3) низькочастотними коливаннями (5) і (6) формуються низькочастотні сигнали різницевої і сумарної частот

дільно-суміщеного п'єзоелектричного перетворювача 7

Ультразвукові коливання випромінювача 8 спрямовані убік контрольованого виробу 28. Частина ультразвукових коливань проходить крізь виріб, а частина відбивається. Відбиті коливання спрямовані убік п'єзоелектричного перетворювача 7 і приймаються його кільцевим приймачем 9. Прийняті коливання знову перетворюються в електричні і підсилюються підсилювачем 10 напруги високої частоти

Підсилені коливання детектуються амплітудним детектором 11 і фазовим детектором 12. Якщо різницева частота ω_2 ультразвукових коливань близька до резонансної частоти ω_p , на якій між стінками контрольованого матеріалу чи виробу 28,

встановлюються стоячі хвилі, амплітуда відбитої хвилі різко зменшується (фіг 2). При збігу частот ($\omega_2 = \omega_p$) ультразвукові коливання проходять через півхвильову товщину виробу з акустичним опором Z_1 (фіг 1) і поділяюче середовище з акустичним опором Z_2 . При цьому спостерігається практично повне проходження ультразвукової хвилі крізь виріб з півхвильовою чи кратною їй товщиною незалежно від співвідношення акустичних опорів Z_1 і Z_2 . Наявність акустичного згасання в матеріалі виробу зменшує амплітуду ультразвукових коливань, що пройшли крізь контрольований матеріал або виріб при резонансі, однак відбиття коливань практично відсутнє.

У випадку відхилення частоти ω_2 від резонансної ω_p з'являються відбиті від виробу коливання, і коефіцієнт відбиття ультразвукових коливань різко зростає відповідно до резонансної характеристики (фіг 2). При цьому амплітудна резонансна характеристика тим вужче, чим більше розрізняються акустичні опори Z_1 і Z_2 . При цьому комплексний

$$U_{10}'(t) = R(\omega_2) S_3 K_1 S_1 U_{m1} U_{m5} \cos[\omega_2 t + \varphi - \Phi - \Delta\varphi(\omega_2)], \quad (11)$$

де $R(\omega_2)$ - модуль коефіцієнта відбиття на різницевій частоті ω_2 ,

S_3 - результуюча крутизна прямого і зворотнього перетворення роздільно-суміщеного п'єзоелектричного перетворювача 7,

K_1 - коефіцієнт передачі акустичних коливань через поділяюче середовище з акустичним опором Z_2 ,

$\Delta\varphi(\omega_2)$ - додатковий фазовий зсув відбитих коливань через комплексний характер коефіцієнта відбиття на частоті ω_2 .

В амплітудному детекторі 11 електричні коливання (11) перетворюються в постійну напругу

$$U_{11}' = S_4 K_2 R(\omega_2) S_3 K_1 U_{m1} U_{m5}, \quad (12)$$

де S_4 - крутизна перетворення амплітудного детектора 11,

$$U_7''(t) = S_1 U_2(t) U_6(t) = 0,5 S_1 U_{m2} U_{m6} \{\sin[(\omega_1 + \Omega_1)t + \varphi + \Phi] - \sin[(\omega_1 - \Omega_1)t + \varphi - \Phi]\}, \quad (14)$$

$$U_8''(t) = S_2 U_3(t) U_5(t) = 0,5 S_1 U_{m3} U_{m5} \{\sin[(\omega_1 + \Omega_1)t + \varphi + \Phi] + \sin[(\omega_1 - \Omega_1)t + \varphi - \Phi]\}. \quad (15)$$

У результаті підсумовування двох частотних сигналів (14) і (15) на виході суматора 5 формується сигнал тільки однієї сумарної частоти $\omega_3 = \omega_1 + \Omega_1$

$$U_9''(t) = S_1 U_{m3} U_{m5} \sin(\omega_3 t + \varphi + \Phi) \quad (16)$$

Сигнал сумарної частоти ω_3 також підсилюється по потужності підсилювачем 6 високої частоти і п'єзоелектричним перетворювачем 7 перетворюються в ультразвукові коливання, що випроміню-

$$U_{10}''(t) = R(\omega_3) S_3 K_1 S_1 U_{m3} U_{m5} \cos[\omega_3 t + \varphi + \Phi - \Delta\varphi(\omega_3)], \quad (17)$$

де $R(\omega_3)$ - модуль коефіцієнта відбиття на частоті ω_3 ,

$\Delta\varphi(\omega_3)$ - додатковий фазовий зсув на частоті ω_3 .

Постійні напруги на виході амплітудного детектора 11 і фазового детектора 12 відповідно при-

мають вигляд

$$R = \frac{\dot{Z}_1 - \dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}, \quad (10)$$

де \dot{Z}_1 , \dot{Z}_2 - комплексні акустичні опори виробу і поділяючого середовища відповідно.

Так як акустичний опір Z_1 виробу пропорційний щільності ρ і швидкості c поширення акустичних коливань у ньому ($Z_1 = \rho c$), то коефіцієнт відбиття R відповідно до виразу (10) залежить від швидкості поширення c . Відповідно ширина амплітудної резонансної характеристики $\Delta\omega = \omega_3 - \omega_2$ значною мірою визначається швидкістю поширення c ультразвукових коливань в контрольованому виробі і його щільності ρ .

З урахуванням резонансних явищ у контрольованому виробі на виході кільцевого приймача 9 п'єзоелектричного перетворювача 7 електрична напруга буде мати вигляд

K_2 - коефіцієнт підсилення підсилювача 10 напруги високої частоти.

У фазовому детекторі 12 з лінійною характеристикою з електричних коливань (11) виділяється постійна напруга, пропорційна фазовому зсуву відбитих коливань відносно випромінюваних

$$U_{12}' = S_5 \Delta\varphi(\omega_2), \quad (13)$$

де S_5 - крутизна перетворення фазового детектора 12.

При зміні положення автоматичного перемикача 25 на протилежне відбувається взаємне заміщення модулюючих напруг (5) та (6) на входах балансних модуляторів 3 і 4. Двохчастотні сигнали сумарної і різницевої частот при цьому приймають вигляд

ються у напрямку контрольованого матеріалу чи виробу 28. Відбиті від контрольованого виробу 28 ультразвукові коливання приймаються п'єзоелектричним перетворювачем 7 і перетворюються в електричну напругу відповідно до резонансної характеристики виробу 3 огляду на вид фазочастотної характеристики (фіг 2), отримуємо

мають вигляд

$$U_{11}'' = S_4 K_2 R(\omega_3) S_3 K_1 U_{m3} U_{m5}, \quad (18)$$

$$U_{12}'' = S_5 [-\Delta\varphi(\omega_3)] \quad (19)$$

При періодичних переключеннях автоматично-

го перемикача 25, що керується прямокутною напругою з виходу мультівібратора 26 частоти Ω_2 , яку вибирають значно меншою частоти $\Omega_1 (\Omega_2 \ll \Omega_1)$, з частотою переключення Ω_2 змінюється частота зондуючих ультразвукових коливань ($\omega_2 \leftrightarrow \omega_3$). Відповідно до цього на виході амплітудного детектора 11 і фазового детектора 12 виникають перемінні складові напруг частоти Ω_2 з амплітудами

$$U_{13} = K_1 K_2 S_3 S_4 \frac{R(\omega_3) - R(\omega_2)}{2} U_{m1} U_{m5}, \quad (20)$$

$$U_{14} = S_5 \frac{\Delta\varphi(\omega_3) - \Delta\varphi(\omega_2)}{2} \quad (21)$$

Перемінні напруги U_{13} та U_{14} підсилюються підсилювачами 13 і 14 низької частоти і випрямляються синхронними детекторами 15 і 16, що керуються прямокутною напругою мультівібратора 26. Випрямлена напруга U_{13} заряджає інтегратор 17, вихідна напруга якого впливає на керуючий вхід блоку 18 перебудови частоти генератора 1 високої частоти.

Під дією керуючої напруги частота генератора 1 високої частоти змінюється в напрямку наближення частоти ω_1 до резонансної частоти ω_p . При цьому відбувається зменшення перемінної складової напруги (20) за рахунок зближення значень коефіцієнтів відбиття $R(\omega_2)$ та $R(\omega_3)$ ультразвукових коливань від контрольованого виробу 28 на різницевої і сумарній частотах

$$R(\omega_3) = R(\omega_2) \quad (22)$$

Рівність (22) досягається в тому випадку, коли сумарна і різницева частоти будуть розташовуватися симетрично відносно резонансної частоти ω_p (фіг. 2, а), тобто коли

$$\begin{aligned} \omega_p - \omega_2 &= \omega_3 - \omega_p, \\ \text{чи} \\ 2\omega - \omega_2 &= \omega_3 - \omega_p, \end{aligned} \quad (23)$$

Підставляючи у вираз (23) значення сумарної ($\omega_3 = \omega_1 + \Omega_1$) і різницевої ($\Omega_2 = \Omega_1 - \Omega_1$) частот, отримуємо

$$\omega_1 = \omega_p \quad (24)$$

Таким чином, генератор 1 високої частоти завдяки симетрії резонансної кривої (фіг. 2) автоматично настроюється на частоту ω_p акустичного резонансу контрольованого виробу незалежно від ширини резонансної кривої $\Delta\omega = \omega_3 - \omega_2$, навіть при положистому мінімумі коефіцієнта відбиття $R(\omega_p)$. При цьому резонансна частота

$$\omega_p = \omega_1 = \frac{\pi C}{d}, \quad (25)$$

де d - товщина контрольованого виробу,
с - швидкість поширення ультразвукових коливань у контрольованому матеріалі або виробі.

При досягненні резонансу $R(\omega_3) = R(\omega_2)$ зникає перемінна складова на виході амплітудного детектора 11. Інтегратор 17 перестає заряджатися, а його вихідна напруга зберігається завдяки ємності інтегратора або куту повороту ротора мікродвигуна, що використовується як інтегратор. Вихідна напруга інтегратора 17 утримує частоту ω_1 генератора 1 на значенні резонансної частоти (25).

Фазові зсуви відбитих коливань на сумарній ω_3

і різницевої ω_2 частотах через асиметрію фазової резонансної характеристики зрівнюються тільки за абсолютним значенням

$$|\Delta\varphi(\omega_3)| = |\Delta\varphi(\omega_2)| \quad (26)$$

Тому перемінна напруга U_{14} на виході фазового детектора 12 залишається, а його амплітуда з урахуванням (26) приймає значення

$$U_{15} = S_5 \Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega) \quad (27)$$

Посилена та випрямлена напруга U_{15} подається на один вхід диференціального підсилювача 19, на інший вхід якого подається опорна напруга $U_{16} = \text{const}$ від джерела 20.

На виході диференційного підсилювача 19 формується різницева напруга

$$U_{17} = K_4 [U_{16} - K_3 S_5 \Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1)], \quad (28)$$

де K_3 - коефіцієнт підсилення підсилювача 14 низької частоти,

K_4 - коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача 19.

Різницева напруга U_{17} заряджає інтегратор 21, вихідна напруга якого впливає на блок 22 перебудови частоти Ω_1 генератора 23 низької частоти. У результаті зміни модулюючої частоти Ω_1 , змінюються сумарна $\omega_3 = \omega_1 + \Omega_1$, і різницева $\omega_2 = \omega_1 - \Omega_1$ частоти. При цьому співвідношення (23) - (24) завдяки симетрії амплітудно-частотної характеристики не змінюються, а фазовий зсув у відбитих коливаннях змінюється пропорційно змінам частот ω_2 і ω_3 . Якщо врахувати, що на резонансній частоті $\omega_1 = \omega_p$ фазовий зсув відсутній при мінімальному значенні відбитих коливань, то його значення на частотах ω_2 і ω_3 пропорційні різниці цих частот відносно резонансної частоти $\omega_1 = \omega_p$.

$$\begin{aligned} \omega_3 - \omega_1 &= \Omega_1, \\ \omega_1 - \omega_2 &= \Omega_1 \end{aligned} \quad (29)$$

У той же час фазовий зсув відбитих ультразвукових коливань пропорційний швидкості с їх поширення у контрольованому матеріалі. Тому можна вважати, що фазовий зсув відбитих коливань

$$\Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1) = \alpha \frac{\Omega_1}{c}, \quad (30)$$

де α - коефіцієнт, що визначається характером фазочастотної характеристики контрольованого матеріалу. Процес автоматичного регулювання низької частоти Ω_1 триває доти, поки не зрівняються напруги на входах диференціального підсилювача 19 ($U_{17} = 0$). Тоді опорна напруга

$$\begin{aligned} U_{16} &= K_3 S_5 \Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1), \\ \text{звідки} \\ \Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1) &= \frac{U_{16}}{K_3 S_5}, \end{aligned} \quad (31)$$

Інтегратор 21 перестає заряджатися, а частота Ω_1 генератора 23 низької частоти буде утримуватися на значенні, при якому виконується рівність (31). З урахуванням співвідношення (30) стало значення низької частоти Ω_1 визначається виразом

$$\Omega_1 = \frac{c \Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1)}{\alpha} \quad (32)$$

Напруга низької частоти Ω , з виходу генератора 23 надходить на один вхід мікропроцесорного частотоміра 27, а напруга високої частоти ω_1 - на

інший вхід цього частотомира. У результаті ділення цих частот показання частотомира 27

$$N = \frac{\Omega_1}{\omega_1} = \frac{\Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1)}{\alpha\pi} d, \quad (33)$$

де N - цифровий код на виході мікропроцесорного частотомира

Завдяки системі автопідстройки частоти Ω , значення фази $\Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1)$ стабілізується, що слідує з рівності (31). Тому можливо вважати, що покази частотомира 27 у цифровому вигляді можливо подати як

$$N = S_0 d \quad (34)$$

$$\text{де } S_0 = \frac{\Delta\varphi(\omega_1 \pm \Omega_1)}{\alpha\pi} - \text{крутизна перетворення,}$$

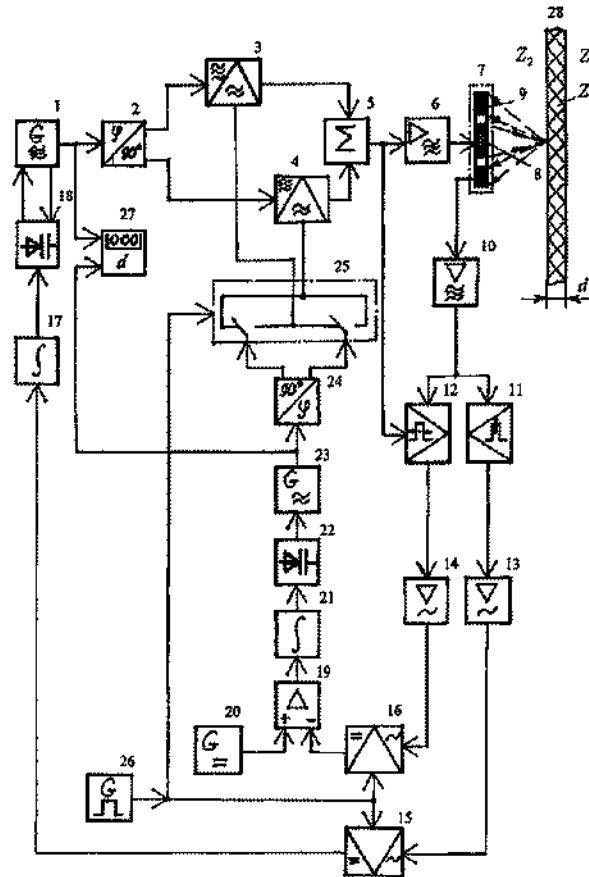
що визначається в процесі калібрування по етальонному матеріалу

З отриманого виразу (34) видно, що результат виміру не залежить від швидкості поширення ультразвукових коливань в матеріалі контрольованого матеріалу чи виробу, а отже і від варіації фізико-механічних властивостей і температури контрольованих матеріалів та виробів

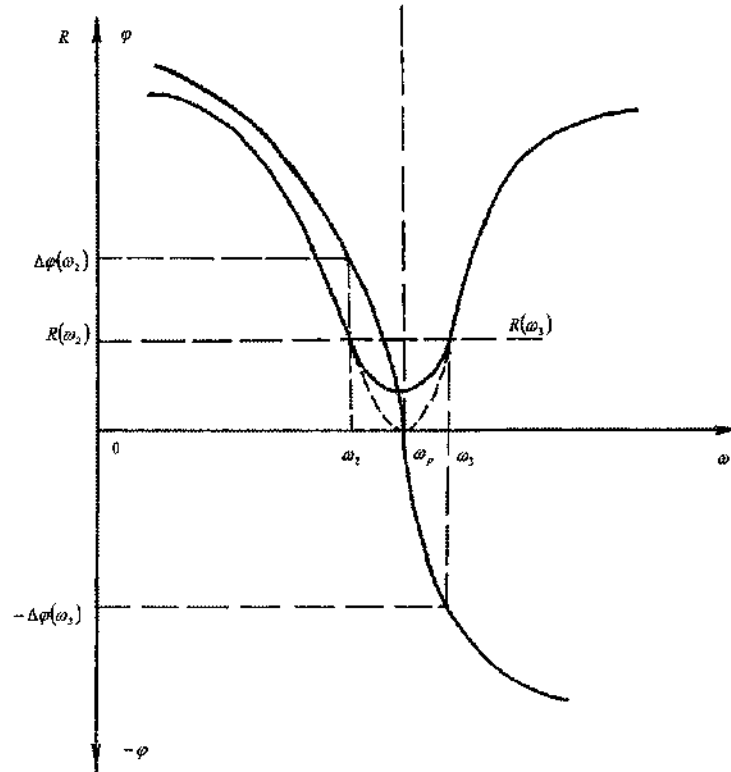
Таким чином, завдяки автоматичному підстроюванню частоти модулюючого низькочастотного сигналу, стабілізується фазовий зсув відбитих від контрольованого матеріалу або виробу ультразву-

кових коливань. Виникаючі відхилення фазового зсуву через зміну швидкості поширення ультразвукових коливань компенсуються відповідними змінами зондуючих коливань верхньої і нижньої бічних частот відносно резонансної. Відношення сталих значень низької і високої частот пропорційно товщині контрольованого матеріалу чи виробу і не залежить від змін швидкості поширення ультразвукових коливань у матеріалі, а отже від значень фізико-механічних властивостей цих матеріалів

Приклад. Досліджено макет резонансного товщиноміра, що працює в частотному діапазоні 50 ± 15 кГц для безконтактного допускового контролю товщини полімерних плівкових матеріалів у межах від 0,05 до 1 мм. Частота модуляції, виходячи із ширини резонансної кривої поліетилену, була обрана 1500 Гц, а частота переключень мультівібратора ~ 40 Гц. Дослідження показали, що відносна погрешність виміру в зазначених межах не перевищила $\pm 1,5\%$ при зміні температури навколишнього середовища на $\pm 10^\circ\text{C}$. Калібрування товщиноміра відбувалися тільки при зміні типу полімеру (поліетилен, капрон, полістирол і т.п.). Технологічні зміни в складі одного типу полімеру на точність резонансного товщиноміра не позначалися в межах зазначеної погрешності.



Фиг. 1



Фиг. 2