

**НАУКОВІ ТА ПРАКТИЧНІ ПРОБЛЕМИ ВИРОБНИЦТВА
ПРИЛАДІВ ТА СИСТЕМ**

УДК 543.08: 543.61

**АЛГОРИТМ ВИЗНАЧЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ ТА ЄМНОСТІ
РОЗЧИНІВ З ДІЕЛЕКТРИЧНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ**

*Сільвестров А.М., Гришко В.Ф., Кудин Ю.П., Національний технічний університет
України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна*

Описані основні концепції визначення фізико-хімічних параметрів рідини та проблеми, які при цьому виникають. Звернено увагу на необхідність комбінувати різні методи для визначення параметрів розчинів з діелектричними властивостями. Особлива увага приділена опису і обґрунтуванню запропонованого методу вимірювання ємності та опору рідини

Вступ

Підвищення якості продукції, зниження її собівартості неможливе без вдосконалення засобів виробництва. Важливу роль у будь-якій автоматичній або автоматизованій системі відіграють датчики, які дозволяють вимірювати параметри технологічного процесу. Саме створення принципово нових методів та засобів вимірювання є одним з найважливіших напрямків в розробці сучасного обладнання.

В багатьох галузях промисловості (цукрова, нафтопереробна та ін.) постає проблема визначення складу рідин з діелектричними властивостями. На сьогодні розроблено велику кількість методів вимірювання для визначення цих властивостей, але всі ці методи мають суттєві недоліки, вони або складні, або мають недостатню точність [1].

Постановка задачі

Потрібний простий, точний та швидкий метод для визначення ємності та опору рідини, на основі якого можна було б створити недорогі пристрої для різноманітних цілей.

Для дослідження фізико-хімічних властивостей рідин, контролю технологічних параметрів переробки рідких продуктів широко використовують імпедансні методи вимірювання, оскільки електропровідність (ЕП) κ і діелектрична проникність (ДП) ϵ є фундаментальними характеристиками речовини.

У рідких продуктах з діелектричними властивостями присутні зв'язані і вільні електричні заряди, електричні і магнітні диполі, поляризовані під впливом електричного поля і дісоційовані молекули, аніонні і катіонні утворення, що мають різну рухливість у електричних полях. Усі ці компоненти відрізняються за своїми властивостями і за їх поведінкою у змінних електричних і магнітних

полях, що призводить до складних та нелінійних залежностей параметрів вимірюваної комірки від частот та напруги.

Залежно від виду збуджуючих чинників та характеру їх взаємодії з діелектричною рідиною використовують наступні методи вимірювань параметрів рідин:

- вимірювання тангенсу кута втрат досліджуваної рідини $\operatorname{tg}\delta$;
- вимірювання діелектричної проникності ϵ ;
- вимірювання провідності рідини κ .

Найбільш повну інформацію про досліджувану рідину можна отримати комбінуючи ці методи.

Тангенс кута втрат $\operatorname{tg}\delta$ визначають відношенням струму провідності κ до струму зсуву $\omega\epsilon\epsilon_0$ в речовині [2]:

$$\operatorname{tg} \delta = \kappa / \omega \epsilon \epsilon_0 = 1 / \omega C_1 R_1, \quad (1)$$

де ω – кругова частота ($\omega=2\pi F$, F – частота, Гц), ϵ_0 – абсолютна ДП вакууму ($\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м), C_1 – електрична ємність і R_1 – електричний опір розчину.

Рівняння (1) свідчить про умовність розподілу речовин на провідники ($\operatorname{tg}\delta > 1$) і діелектрики ($\operatorname{tg} \delta < 1$), оскільки значення тангенсу кута втрат залежить не тільки від ЕП і ДП речовини, але є також функцією частоти електромагнітного поля.

Вирішення поставленої проблеми

Процедура вимірювання ЕП і ДП розчинів електролітів пов'язана з значними труднощами, обумовленими не тільки складним апаратним оформленням, але викликаними також необхідністю коректного трактування і інтерпретації одержаних результатів. Останнє викликано необхідністю врахування внеску ЕП при визначенні ДП провідних розчинів.

З другого боку, при вимірюваннях ЕП розчинів слід враховувати внесок ДП у вимірювану величину. Визначення цих чинників може бути проведене на основі вимірювальної комірки з розчином, на вхід якої через обмежувальний резистор R_0 подається змінний у часі сигнал $U_1(t)$ [3].

Еквівалентна електрична схема такої вимірювальної комірки наведена на рис. 1. Вважається, що конструкція діелектричної комірки забезпечує мінімальний вплив її параметрів на результати вимірювання ЕП та ДП розчинів.

Як показали експериментальні дослідження, ЕП та ДП більшості нафтопродуктів і цукрових розчинів на порядок відрізняються від відповідних параметрів діелектричної комірки без розчинів.

Сигнал $U_1(t)$ доцільно формувати, наприклад, за допомогою цифро-аналогового перетворювача, який забезпечує необхідні зміни частоти і амплітуди вимірювального сигналу.

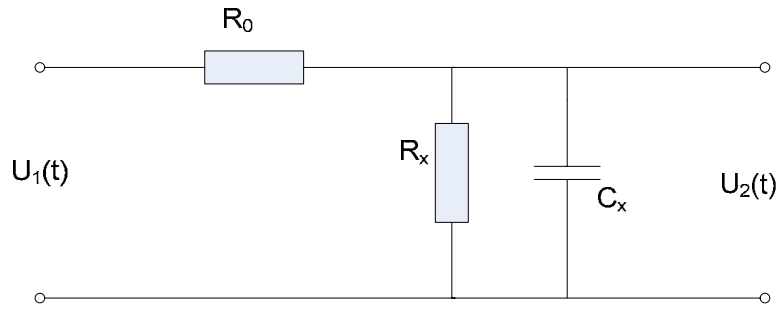


Рис. 1. Еквівалентна електрична схема вимірювальної комірки

Елементи R_x і C_x діелектричної комірки можуть бути визначенні за наступним алгоритмом.

Дано: $U_1(t)$ - меандр з амплітудою 0; +4В, R_0

Треба знайти R_x і C_x по вимірам $U_2(t_k)$.

Струм у ланцюзі визначається формулою:

$$i_c = C \frac{dU_2}{dt}$$

Скористаємося перетворенням Лапласа:

$$I_c(s) = scU_2(s) - cU_2(0). \quad (2)$$

Часова залежність вхідного $U_1(t)$ і вихідного $U_2(t)$ наведена на рис.2, $U_2(t)$ вимірюється у точках $t_k, k=1\dots6$.

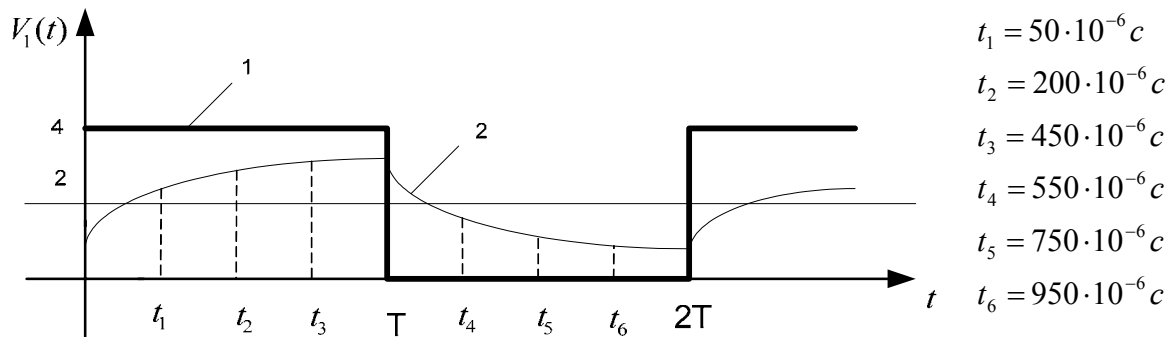


Рис. 2. Часова залежність вхідного і вихідного сигналів.

Схема заміщення ємності у просторі змінних Лапласа наведена на рис.3.

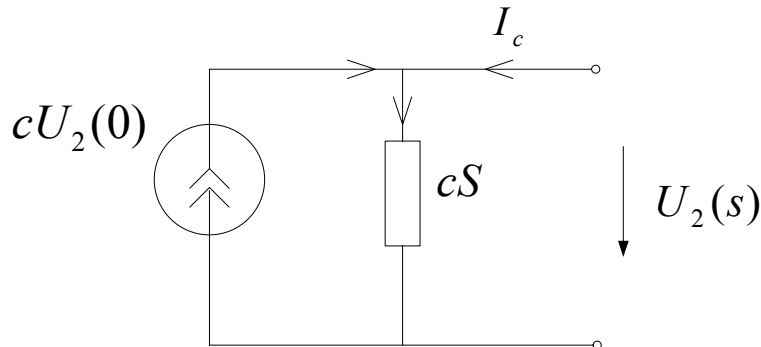


Рис. 3. Схема заміщення ємності з джерелом струму

Рівняння (1) запишемо у вигляді

$$U_2(s) = \frac{1}{sC} I_c(s) + \frac{U_2(0)}{s}, \quad (3)$$

тоді маємо еквівалентну схему, наведену на рис.4.

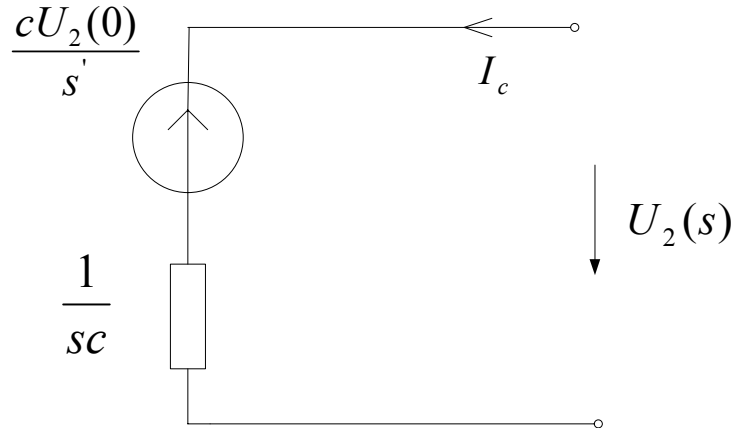


Рис. 4. Схема заміщення ємності з джерелом напруги

Повна еквівалентна схема діелектрометричної комірки матиме вигляд, наведений на рис.5:

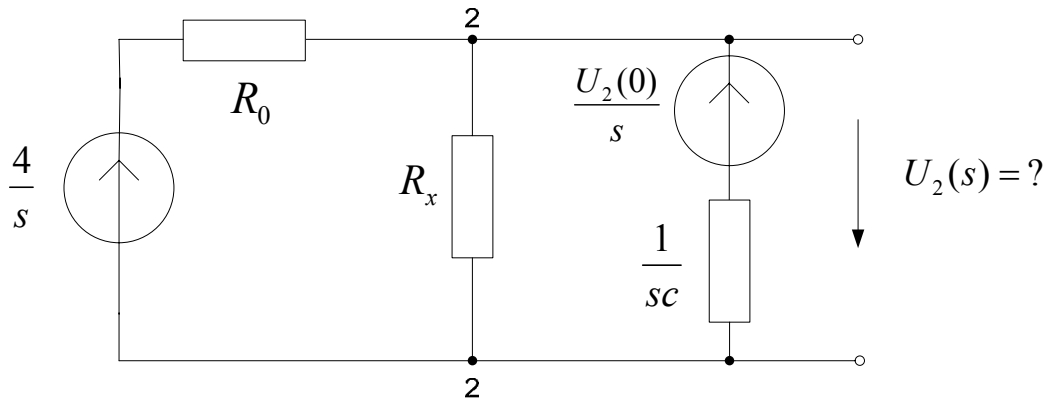


Рис. 5. Повна еквівалентна схема діелектрометричної комірки

Знайдемо $U_2(s)$ за методом двох вузлів:

$$U_s(s) = U_{21}(s) = \varphi_2(s) \Big|_{\varphi_1(s)=0}$$

$$\varphi_2(s) \cdot [G_0 + G_x + sC] = \frac{4}{s} \cdot G_0 + \frac{U_2(0)}{s} \cdot sC. \quad (4)$$

З рівняння (4) отримаємо:

$$\begin{aligned}
 U_2(s) &= \frac{\frac{4}{s} \cdot G_0}{G_0 + G_x + sc} + \frac{\frac{U_2(0)}{s} \cdot sc}{G_0 + G_x + sc} = \frac{4}{s(1 + \frac{G_x}{G_0} + \frac{sC_x}{G_0})} + \frac{C_x U_2(0) \frac{1}{G_0}}{1 + \frac{G_x}{G_0} + \frac{sC_x}{G_0}} = \\
 &= \frac{\frac{4}{(1 + \frac{G_x}{G_0})}}{s(1 + \tau_x s)} + \frac{\frac{U_2(0) \cdot C_x \frac{1}{G_0}}{1 + \frac{G_x}{G_0}}}{s(1 + \tau_x s)} = \frac{k \cdot 4}{s(\tau_x s + 1)} + \frac{U_2(0) \cdot \frac{C_x}{G_0 + G_x}}{1 + \tau_x s}, \quad (5)
 \end{aligned}$$

де $K = \frac{C_x}{G_0 + G_x}$; 4 – амплітуда U_1, B ; $\tau_x = \frac{\frac{C_x}{G_0}}{1 + \frac{C_x}{G_0}} = \frac{C_x}{G_0 + G_x}$.

З рівняння (5), знайшовши K і τ_x , знайдемо шукані R_x і C_x

$$\begin{aligned}
 R_x &= R_0 \frac{K}{1 - K}; \\
 C_x &= \tau_x \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_x} \right).
 \end{aligned}$$

Перехід від рівняння (5) до оригіналу за другою теоремою розкладання Лапласа:

$$U_2(t) = 4 \cdot K (1 - e^{-\frac{t}{\tau_x}}) + U_2(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_x}}. \quad (6)$$

Рішення рівняння (6) має три невідомих:

$$K, \tau_x, U_2(0)$$

Перепишемо рівняння (6) у вигляді:

$$U_2(t) = \beta_0 + \beta_1 \cdot e^{\beta_2 t}, \quad (7)$$

де $\beta_0 = 4K$; $\beta_1 = (U_2(0) - 4K)$; $\beta_2 = -\frac{1}{\tau_x}$.

Для трьох точок t_1, t_2, t_3 маємо систему із трьох нелінійних рівнянь (7) з трьома невідомими. Аналогічно для трьох точок t_k на другому інтервалі $(t_4^{-T}, t_5^{-T}, t_6^{-T})$ маємо рівняння:

$$U_2(t_K) = \beta_0 + \alpha_1 e^{\beta_2(t_K - T)}. \quad (8)$$

Рівняння (8) подібне до рівняння (7) але, можливо, з іншими коефіцієнтами. Тобто в загальному випадку $\alpha_1 \neq \beta_1$ внаслідок іншого значення $U_2(0)$. Тоді як β_0 і β_1 повинні співпадати.

Для визначення невідомих $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \alpha$ скористаємося градієнтною процедурою поточного оцінювання.

Запишемо функціонал:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^3 (U_2(t_k) - \beta_0 - \beta_1 e^{\beta_2(t_k - T)})^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=4}^6 (U_2(t_k) - \beta_0 - \alpha_1 e^{\beta_2(t_k - T)})^2. \quad (9)$$

При цьому для $\beta_0(i+1), \beta_2(i+1)$ попередні значення $\beta_0(i), \beta_2(i)$ беремо безпосередньо з i -ї ітерації, в той час як для $\beta_1(i+1), \alpha_1(i+1)$ попередні значення беремо окремо для інтервалу з додатнім і з від'ємним приростом $U_1(t)$

$$\beta_0(i+1) = \beta_0(i) + \lambda_0 \frac{\partial J(i)}{\partial \beta_0}; \quad (10)$$

$$\beta_1(i+1) = \beta_1(i) + \lambda_1 \frac{\partial J(i)}{\partial \beta_1}; \quad (11)$$

$$\alpha_1(i+1) = \alpha_1(i) + \lambda_1 \frac{\partial J(i')}{\partial \alpha_1}; \quad (12)$$

$$\beta_2(i+1) = \beta_2(i) + \lambda_2 \frac{\partial J(i)}{\partial \beta_2}. \quad (13)$$

В рівнянні (12) i' беремо тільки для ділянок з від'ємним приростом $U_1(t)$. В усіх інших i співпадає з поточними вимірами.

Ефект усереднення досягаємо вибором λ_v , де $v = 0 \dots 2$.

Тоді замість суми беремо поточні виміри:

$$\frac{\partial J(i)}{\partial \beta_0} = [U_2(t_i) - \beta_0(i) - \beta_1(i) e^{\beta_2(i)\tau_i}] \cdot (-1); \quad (14)$$

$$\frac{\partial J(i)}{\partial \beta_1} = [U_2(t_i) - \beta_0(i) - \beta_1(i) e^{\beta_2(i)\tau_i}] \cdot e^{\beta_2(i)\tau_i}; \quad (15)$$

$$\frac{\partial J(i)}{\partial \alpha_1} = [U_2(t_i) - \beta_0(i) - \alpha_1(i) e^{\beta_2(i)\tau_i}] \cdot e^{\beta_2(i)\tau_i}; \quad (16)$$

$$\frac{\partial J(i)}{\partial \beta_2} = [U_2(t_i) - \beta_0(i) - \beta_1(i) e^{\beta_2(i)\tau_i}] \cdot \tau_i \cdot e^{\beta_2(i)\tau_i} \quad (17)$$

Градiєнти (14) і (17) розраховуємо на всій послідовності $t_k = t_i$, (15) і (16) – циклічно: для плюс і мінус приростів $U_1(t)$. В показниках експоненти завжди беремо i -й приріст часу τ_i відносно моменту переключення $U_1(t)$,

Тобто

$$t_1 = 50 = t_4$$

$$t_2 = 200 = t_5$$

$$t_3 = 450 = t_6$$

За точно розрахованими оцінками $\beta_0(i)$ і $\beta_2(i)$ розраховуємо шукані параметри згідно рівнянню (17):

$$K(i) = \frac{1}{4} \beta_0(i);$$

$$\tau_x(i) = -\frac{1}{\beta_2(i)}.$$

Тоді

$$R_x(i) = R_0 \frac{K(i)}{1 - K(i)};$$

$$C_x(i) = \tau_x(i) \cdot \left[\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_x(i)} \right].$$

При наявності поточного розкиду оцінок можливе додаткове їх згладжування. Наприклад, експоненціальне:

$$\hat{R}_x(i) = \gamma_1 R_x(i) + (1 - \gamma_1) \hat{R}_x(i-1)$$

$$\hat{C}_x(i) = \gamma_2 C_x(i) + (1 - \gamma_2) \hat{C}_x(i-1)$$

Примітка:

Параметри λ_i і $\gamma_j; i = 0, 1, 2; j = 1, 2$ підбираємо експериментально. При цьому, чим більші λ , тим менші γ і навпаки. Взагалі $\gamma < 1$.

Висновки

Запропоновано алгоритм визначення електричного опору та ємності розчинів, який забезпечує можливість швидкого і надійного визначення параметрів технологічних процесів переробки рідких продуктів з діелектричними властивостями, до яких відносяться цукрові розчини, нафтопродукти та інші органічні з'єднання. Реалізація описаного алгоритму дозволить створити комплекс пристроїв для визначення вмісту сухих речовин та чистоти рідких продуктів з високими метрологічними характеристиками.

Література

1. Аналитическая химия. Аналитика: В 2-х книгах: Книга 2. Количественный анализ. Физико-химические (инструментальные) методы анализа/ Харитонов Ю.Я. – М.: Высшая школа, 2002. – 559с.
2. Щербаков В.В. Диэлектрические измерения / Электрохимия, 1998, т.34, № 1, с.121-124.
3. Эме Ф. Диэлектрические измерения. – М.: Химия, 1967. – 224с.

<p>Сильвестров А.М., Гришко В.Ф., Кудин Ю.П. Алгоритм определения электрического сопротивления и ёмкости растворов с диэлектрическими свойствами.</p> <p>В данной статье описываются основные концепции определения физико-химических параметров жидкости, и проблемы, которые при этом возникают. Уделяется внимание необходимости комбинировать разные методы определения параметров растворов с диэлектрическими свойствами. Особенное внимание уделяется описанию и выводу нового метода измерения емкости и сопротивления жидкости.</p>	<p>Silvestrov A.M., Grishko V.F., Kudin Y.P. Finding of electric resistance and capacities of liquids with dielectric properties.</p> <p>Basic conceptions of determination of physical and chemical parameters of liquid, and problems which arise up here, are described in this article. Attention of necessity to combine different methods is spared. The special attention is spared to description and leading to of the new method measuring of capacity and resistance of liquid.</p>
---	---

Надійшла до редакції
4 березня 2007 року

УДК 621.375

ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ ЛІНІЙНИХ ПРЕЦИЗІЙНИХ НАПРАВЛЯЮЧИХ

Белова А.В., Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут” м. Київ, Україна

Робота присвячена розробці методики вимірювання куткових переміщень Pitch та Yaw, які виникають при лінійному переміщенні вздовж осі переміщення лінійних прецизійних направляючих мікроманіпуляторів. При вимірюванні таких переміщень використовували систему на основі автоколіматора, спряженого з телевізійною камерою. Отримані залежності куткових відхилень Pitch та Yaw від величини переміщення для лінійних направляючих мікроманіпуляторів

Вступ

Розвиток сучасного приладобудування неможливий без створення приладів та методик формування та керування рухом у нанопросторі, що вимагає нових методів та підходів до контролю точності переміщень. Так, використання прецизійних лінійних направляючих, наприклад, в оптичних системах при стабілізації периметра лазера, мікроманіпуляційних системах клітинних технологій, в технологічних процесах обробки типових мікромехнічних компонентів, в технологіях фотолітографії тощо, ставить жорсткі умови до точності мікро- та нанопереміщень, які здійснює лінійна направляюча в процесі роботи [1, 2].

Нанопереміщення - це комплексний параметр, до складу якого входять як лінійні, так і кутові переміщення в діапазоні куткових секунд. Отже, критичні вимоги є не тільки до параметрів лінійних переміщень, а й до параметрів супутних куткових переміщень. Куткові переміщення, так звані динамічні захили, – пара-

метр, що обов'язково виникає під час лінійного руху направляючої і може внести в систему, до складу якої входить лінійна направляюча, критичні похибки. Причинами виникнення таких захилів можуть бути люфти, тертя тощо [3].

Такі небажані динамічні кутові захили дуже небезпечні при проведенні точних і надточних робіт, наприклад, з живою клітиною, оскільки вимірювальна головка чи носик голки або піпетки далеко виступають за систему направляючої і навіть невеликі її зміщення та відхилення можуть сильно вплинути на точність проведення операції, що може призвести до пошкодження клітини [4].

Отже, точність переміщень є важливим параметром позиціонування мікро- та нанооб'єктів і визначається точністю лінійних і кутових переміщень. Традиційно контроль переміщень зосереджений в основному на вимірюванні лінійних переміщень вздовж осі переміщення, при цьому зовсім не береться до уваги вимірювання кутових переміщень, які виникають в процесі лінійного переміщення і цим самим призводять до зниження точності переміщення та позиціонування. Тому проблема розробки методик вимірювання як безпосередньо переміщень вздовж осі переміщення, так і кутових переміщень є актуальною.

Метою даною роботи є висвітлення результатів досліджень виконаних при створенні методичного та технічного забезпечення вимірювання кутових переміщень лінійних прецизійних направляючих з п'єзоелектричним двигуном.

Викладення основної частини

Для перевірки лінійних направляючих на прямолінійність ходу найчастіше використовують два способи контролю [5]. Перший спосіб базується на використанні лекальної лінійки та індикатора, а другий – передбачає використання автоколімаційної зорової труби та дзеркала. Ці методи не дозволяють проводити контроль точності направляючих в динамічному режимі безпосередньо під час руху направляючих для визначення динамічних кутових захилів, як на всьому діапазоні переміщення, так і на маленьких відстанях.

Представлена в роботі методика контролю лінійних направляючих з п'єзоелектричним двигуном на прямолінійність ходу за допомогою електронного оптичного автоколіматора [6], дозволяє визначити кутові переміщеннями Pitch (θ_y) та Yaw (θ_z) [3]. Так, Pitch (θ_y) – кут розвороту направляючої при переміщенні вздовж осі X навколо координати Y, кут Yaw (θ_z) – кут розвороту направляючої при переміщенні координати X навколо координати Z (рис. 1).

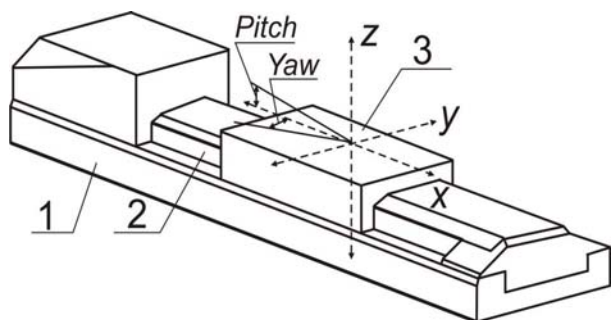


Рис. 1. Схема прецизійної лінійної направляючої, де:
1 – корпус; 2 – направляючий вал;
3 – рухомий столик.

Для вимірювання кутових переміщень Pitch (θ_y) та Yaw (θ_z) розроблена спеціальна установка автоколімаційного контролю на базі електронного оптичного автоколіматора.

Схема експериментальної установки для вимірювання кутових переміщень направляючої з п'єзоелектричним двигуном та її загальний вигляд приведені на рис. 2.

Вимірювання кутів відхилення виконується за допомогою телевізійної камери, яка спряжена з автоколіматором 2, точність вимірювання кутового позиціонування якого складає 0,5 кутових секунд. На тій самій основі закріплено прецизійну лінійну направляючу 4 з п'єзоелектричним двигуном 10 та датчиком лінійних переміщень 9.

На рухливому столику 5 направляючої 4 закріплено плоско-паралельне дзеркало 6. Переміщення направляючої задавали за допомогою комп'ютеризованого комплексу через контролер 8. Дані з автоколіматора, через телевізійну камери надходили для обробки на комп'ютер 7.

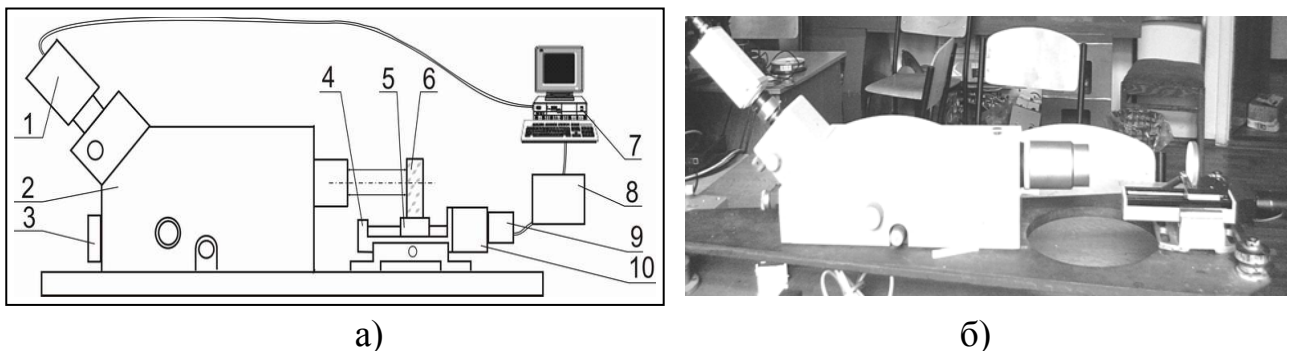


Рис. 2. Схема експериментальної установки для вимірювання кутових переміщень (а) та її загальний вигляд (б), де:

1 – телевізійна камера; 2 – автоколіматор; 3 – освітлювач; 4 – лінійна направляюча; 5 – рухливий столик; 6 – дзеркало; 7 – комп'ютер; 8 – контролер; 9 – датчик лінійних переміщень; 10 – п'єзоелектричний двигун.

Система юстується таким чином, щоб нормаль до дзеркальної поверхні співпадала з оптичною віссю автоколіматора. При цьому нуль встановлюється так, щоб світловий пучок відбитий від дзеркала знаходився точно в центрі координатної системи поля автоколіматора.

При переміщенні направляючої вздовж осі руху під дією п'єзоелектричного двигуна, дзеркало переміщується перпендикулярно нормалі автоколіматора. При цьому в полі автоколіматора спостерігається відхилення світлового пучка (хреста) від нуля автоколіматора.

Ці відхилення зумовлені наявністю в системі похибок внаслідок кутових динамічних захилів Pitch (θ_y) та Yaw (θ_z). Так Pitch (θ_y) відповідає за відхилення по осі Y, а Yaw (θ_z) – по осі X (рис. 3.).

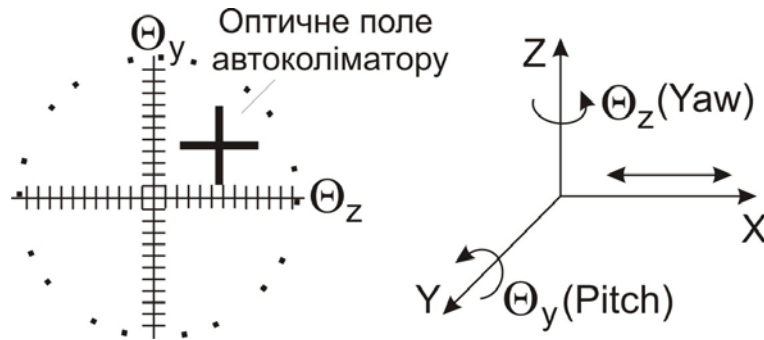


Рис. 3. Вимірювання параметрів кутового руху

Обробка результатів вимірювання

Для вимірювання динамічних кутових захилів задавали програму руху на всьому робочому діапазоні за допомогою програмного забезпечення та контролера переміщень лінійної направляючої. При цьому направляюча виконувала реверс і поверталась в початкове положення.

Відхилення направляючої від прямолінійності ходу в прямому та зворотному напрямку фіксували за допомогою автоколіматора, телевізійної камери та комп'ютера. На рис. 4 приведені залежності кутових відхилень від переміщення направляючої з п'єзоелектричним двигуном.

Як видно з наведених графіків рухливий столик під час лінійного переміщення здійснює коливання навколо своєї осі, при цьому захиляючись вверх або вправо. Максимуми і мінімуми на графіках означають різкий захил голки вверх-вниз (Pitch) або вліво-вправо (Yaw).

Величини таких кутових переміщень на рухливому столику направляючої складають одиниці кутових секунд. При проведенні відповідного перерахунку з кутових величин в лінійні значення, отримаємо лінійні переміщення порядку десятків нанометрів. Але, якщо врахувати той факт, що голка, яка знаходиться на тримачі виходить досить далеко за межі системи направляючої (порядку 100 мм), то переміщення на її кінці будуть мати суттєві значення. Так, наприклад, при зміщенні рухливого столику на 4 кутові секунди, лінійне зміщення носика голки (довжиною 5 см) буде дорівнювати – 0,97 мкм. Це небезпечна ситуація, оскільки при проведенні мікрооперацій з клітиною в такій області робочого діапазону направляючої можна пошкодити біологічний об'єкт.

Запропонована методика вимірювання кутових переміщень лінійних прецизійних направляючих дозволяє проводити високоточні безперервні вимірювання кутових переміщень та відхилень на малих дистанціях безпосередньо в процесі руху. Наприклад, при роботі з клітиною під мікроскопом, робоче поле якого не перевищує 1-2 мм, направляюча працює на відрізок довжиною 0,5-2 мм. На рис. 5 приведено графік залежності кутових переміщень від величини лінійного переміщення на відрізок довжиною 1 мм в трьох точках робочого діапазону направляючої: на початку на відрізок 0,5-1,5 мм, в середині на ділянці від 4,5 до 5,5 мм та в кінці – 8-9 мм.

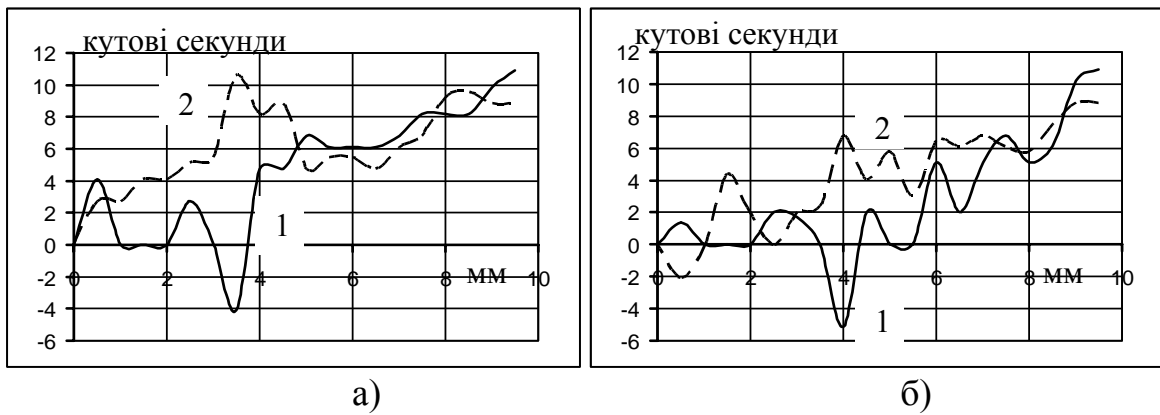


Рис. 4. Залежність куткових відхилень від величини переміщення: а) прямий напрямок ходу; б) зворотній напрямок ходу. 1 - Yaw; 2 - Pitch.

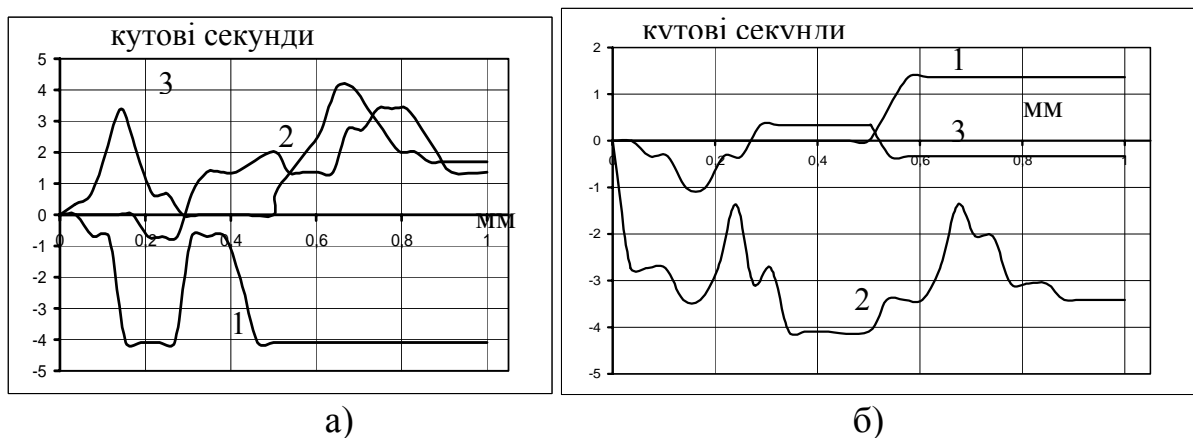


Рис. 5. Залежність куткових відхилень від величини переміщення: а) Yaw; б) Pitch; 1 – на початку; 2 – в середині; 3 – в кінці.

Як видно з рисунку залежності куткових переміщень від величини лінійного переміщення мають коливальний характер, як для куткових переміщень Pitch, так і Yaw. Характер цих коливань випадковий і відрізняється один від одного. При цьому можна відзначити, що особливо різкі відхилення, які відповідають куту Yaw спостерігаються на початку та в кінці робочого діапазону, на відміну від відхилень Pitch, які на початку та в кінці діапазону мають більш гладкий характер, а наявність максимумів і мінімумів спостерігається в середині діапазону. Крім того, можна помітити поступовий підйом чи опускання кривої, що характеризує захил рухливого столика вверх-вниз, або вліво-вправо. Так, наприклад, при переміщенні лінійної направляючої з п'єзоелектричним двигуном на 10 мм можна реєструвати кути з точністю до 0,5 куткових секунд відносно шкали лінійних переміщень з дискретом 0,125 мкм.

Отже, наявність різких захилів Pitch та Yaw негативно впливає на позиціонування лінійної направляючої, вносить неточності в переміщення, впливає на появу таких явищ, як мертвий хід та гістерезис. Тобто, при роботі з такою направляючою виникає ризик пошкодження біологічного об'єкту, та навіть його загибель.

Висновки

Запропонована в роботі методика вимірювання кутових відхилень лінійної направляючої з п'єзоелектричним двигуном від прямолінійності ходу дає можливість безперервно реєструвати кути Pitch (θ_y) та Yaw (θ_z) відносно лінійної координати в процесі переміщення направляючої з п'єзоелектричним двигуном, і дозволяє проводити контроль та вимірювання відхилення переміщень мікрооб'єктів від заданої траєкторії в будь-який момент руху. Завдяки наведеному методу можна контролювати різноманітні лінійні направляючі з п'єзоелектричним двигуном, для визначення їх точності та можливості їх застосування для проведення конкретних мікрооперацій.

Актуальною надалі залишається задача створення комплексної методики для визначення точності лінійних і кутових переміщень лінійної направляючої з п'єзоелектричним двигуном.

Література

1. Automated Piezoelectric Nanopositioning Systems, IEEE Circuits & Devices Magazine, November/December 2006.
2. Nanorobot-6AX – Bench Top Robotic Nanopositioning System DTI-Nanotech August 2006.
3. Definition of Axes and Angles. Physik Instrumente (PI), Germany 2004. - С.7.5-7.11.
4. V. Zhelyaskov, M. Broderick, A. Raphalovitz, B. Davies, "Long Travel Ranges And Accurate Angular Movement Create New Opportunities In Biomedical Manipulation Systems", Ieee Circuits & Devices Magazine, 2006, Nov/Dec, 75-78.
5. Контроль оптико-механических приборов: Учеб. пособие для средних ПТУ / Фатыхова Р.К., Фатыхов Р.Ф., Кравцов Э.А. – М.: Машиностроение, 1988. – С. 141-143.
6. Белова А.В. Дослідження параметрів кутового руху прецизійної лінійної направляючої з п'єзоелектричним двигуном обертового руху. // Сб. Новые технологии и ресурсо- и энергосбережения: Материалы научно-технической конференции, г. Одесса.-Киев: АТМ України, 2007.– С.13 - 15.

Белова А.В. Измерение угловых перемещений линейных прецизионных направляющих.	Belova A.V. Measurement of angular movements of the linear precision direct.
--	---

Работа посвящена разработке методики измерения угловых перемещений Pitch и Yaw, которые возникают при линейном перемещении вдоль оси перемещения линейных прецизионных направляющих микроманипуляторов. Для измерения таких перемещений использовали систему на базе автоколлиматора, соединенного с телевизионной камерой. Получены зависимости угловых отклонений Pitch и Yaw от величины перемещения для линейных направляющих микроманипуляторов.

Work is devoted design of a measurement technique of angular movings Pitch and Yaw, which arise at linear moving along an axis of moving of linear precision direct of a micromanipulators. For measurement of such movings of the linear direct used system on base of an autocollimator, connected to the television camera. Dependence of angular deviations Pitch and Yaw from size of moving for linear direct of the micromanipulators are received.

Надійшла до редакції
22 жовтня 2007 року

УДК 620.179.14 (088.8)

ДВОПАРАМЕТРИЧНИЙ ВІДЧУТНИК ВІБРАЦІЙ ОБ'ЄКТІВ

Скицюк В.І., Клочко М.М., Клочко Т.Р., Тимчик Г.С., Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна

Розроблено новий двопараметричний відчутник вібраційної та електромагнітної складових динаміки процесу обробки деталей, який забезпечує високу чутливість до зміни стану різального інструмента, що підвищує надійність роботи автоматизованого виробництва.

Вступ. Постановка задачі

Актуальною проблемою точного приладобудування є підвищення точності визначення параметрів вібрацій об'єктів, наприклад, різального інструмента у зоні різання в процесі механічної обробки металів. Досліджено, що на абстрактний відчутник діють поля, створені під час металообробки струмами електричного ланцюгу всієї технологічної системи [1]. Створення подібних контрольно-вимірювальних засобів необхідно для контролю моменту торкання та вібрацій різальних інструментів при механічній обробці на верстатах з числовим програмним керуванням (ЧПК), автоматичних лініях на підприємствах приладобудування для підвищення ефективності виробництва прецизійної продукції.

Найбільш поширені наразі відчутники вібрацій [2, 3] не забезпечують достатньо високої точності та чутливості вимірювання. Відомий, наприклад, спосіб реєстрації вібрацій об'єктів в електромагнітному полі [4], за яким формують високо-частотне дотичне магнітне поле у магніострикційному диску, дефекти об'єкта спотворюють магнітні силові лінії нормального поля, при цьому виникають пружні коливання, за якими контролюють стан об'єкта. Інші типи відчутників [5] реєструють вібрації об'єкта за сигналами наведеної в системі електрорушійної сили, величини яких пропорційні швидкості переміщення інерційного елемента. Проте вадами є недостатня чутливість внаслідок застосування магніострикційних ефектів, а також похибки, що виникають внаслідок подвійного електромагнітно-акустичного перетворювання, що призводить до втрати інформації та достовірності сигналу вібрацій від об'єкта.

Внаслідок цього метою досліджень було створення відчутника, у якому сполученні індуктивні та індукційні властивості при вимірюванні параметрів коливальних процесів, наприклад таких, що виникають у зоні різання при механічній обробці металів. Основною перевагою подібного відчутника є підвищення чутливості вимірювання вібрацій, а також підвищення точності визначення моменту торкання об'єктів, визначення стану їх дефектності, ефективності контрольно-вимірювального обладнання в умовах автоматизованого виробництва.

Аналітична модель дії двопараметричного відчутника

Конструкції індуктивних відчутників переміщень досить різноманітні [3], однак для вирішення поставленої проблеми більш пасує конструкція з П-подібним осердям та перемичкою (квінт (якір) - «черевичком»), де потік магні-

тного поля концентрується у одне замкнене коло. Перетворювачі зі змінною довжиною повітряної щілини здебільшого знаходять застосування для перетворення малих переміщень та інших механічних величин (сил, вібрацій, тиску тощо), попередньо перетворених у переміщення.

Повний електричний опір перетворювача (рис. 1, рис. 2):

$$Z = R + j\omega \frac{\omega^2}{Z_M}, \quad (1)$$

де R – опір обмотки постійному струму.

Оскільки повний магнітний опір (імпеданс) Z_M має комплексний характер, то

$$Z = R + j\omega w^2 \frac{1}{R_M + R_\delta + jx_M}, \quad (2)$$

де R_δ – магнітний опір повітряної щілини.

Враховуючи, що $R_\delta = \delta / \mu_0 s$,

$$Z = R + j\omega w^2 \frac{1}{R_M + \frac{\delta}{\mu_0 s} + jx_M}, \quad (3)$$

де δ – розмір повітряної щілини;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м – магнітна стала;

s – площа перерізу повітряної щілини.

Тобто повний опір перетворювача нелінійно залежить від величини δ повітряної щілини.

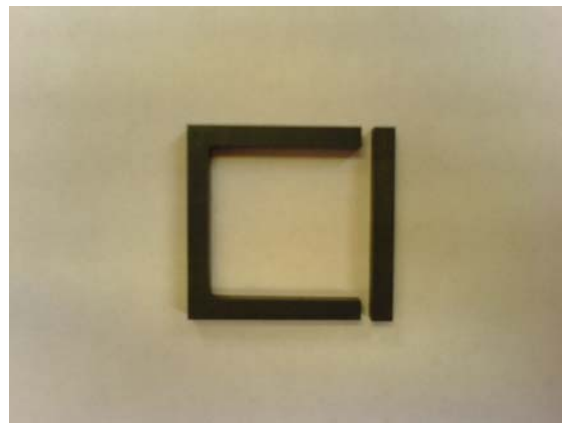
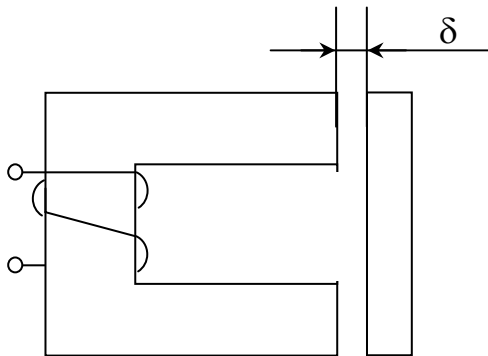


Рис. 1. Індуктивний перетворювач зі змінною довжиною повітряної щілини

Рис. 2. Зовнішній вигляд осердя перетворювача

Проте при досить малих відносних змінах повітряної щілини, тобто при досить малих переміщеннях квінту, залежність $\varepsilon_z = f(\varepsilon_\delta)$ є практично лінійною. При проектуванні перетворювача задана величина похибки лінійності є основним обмеженням діапазону вхідних переміщень. Теоретично, оскільки $\Delta\delta = \varepsilon_\delta \delta$, розширення інтервалу абсолютних значень вхідних переміщень при незмінному

ε_δ можна досягти, збільшуючи початковий розмір повітряної щілини δ . Однак при цьому порушується пропорційність між магнітним опором повітряної щілини та його розміром. Тому, як показано [3], збільшення початкової щілини до значень, що перевищують її ширину більш ніж у 2–3 рази, недоцільно, оскільки це призводить лише до незначного збільшення магнітного опору R_δ . Можливість збільшення ширини щілини призводить до збільшення маси та розмірів перетворювача. Отже, проектування перетворювача доцільно починати з вибору геометричних параметрів магнітного кола, виходячи з загальних вимог до маси чи розмірів очікуемого коливального контуру.

Механічні коливання, які виникають під впливом зовнішніх сил у коливальній системі, можна вважати власними коливаннями системи, котрі з'являються внаслідок порушення рівноваги коливальної системи. За аналогією прийнято вважати електричні коливання системи контуру власними електричними коливаннями.

Отже, необхідно визначити, за якими саме властивостями можливо об'єднати індуктивний та індукційний відчутники.

Функція перетворення індуктивного відчутника [3] при умові припустимих спрощень може бути отримана іншим способом на підставі відомої залежності індуктивності будь-якої котушки із замкненим магнітопроводом:

$$L = \frac{w\Phi}{I}, \quad (4)$$

де w – кількість витків обмотки,

Φ – магнітний потік,

I – прохідний струм.

Якщо визначити залежність струму від потоку, то з (2.44) отримуємо:

$$\Phi = \frac{L \cdot I}{w} \quad (5)$$

Тобто цей вираз практично співпадає з основною математичною залежністю роботи індукційного відчутника.

Чутливість S індуктивного відчутника почасти сприймають співвідношенням:

$$S = -\frac{2}{2\delta + \frac{l_\Phi}{\mu_z}} \approx \frac{1}{\delta} \quad (6)$$

Індукційний відчутник як елемент, чутливий до зовнішнього змінного магнітного поля являє собою замкнене феромагнітне осердя з обмоткою, що разом з особистою ємністю є електричним коливальним контуром. Період коливань такого контуру згідно формули Томпсона [6] обчислюється як

$$T = 2\pi\sqrt{LC}. \quad (7)$$

Аналогічні властивості має індуктивний відчутник, але він є пасивним елементом (параметричним) у вимірювальній системі приладу.

Якщо через середину індуктивного відчутника пропустити струм I , то в цьому випадку на його обмотці буде індукована ЕРС, величина якої буде залежна від потужності струму та його частоти. Така ситуація виникає тому, що феромагнітне осердя є концентратором магнітного поля, яке виникає навколо провідника з струмом згідно закону Біо-Савара-Лапласа для прямокутного осердя (рис. 3):

$$H = i \frac{2\sqrt{2}}{\pi a}, \quad (8)$$

де a – одна четверта довжини середньої лінії осердя.

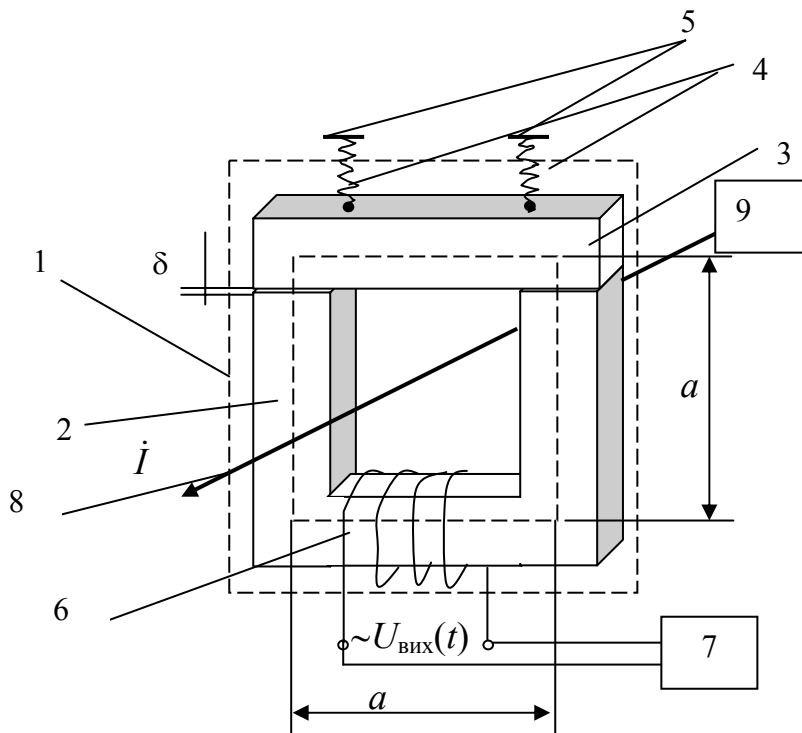


Рис. 3. Індуктивний принцип роботи індукційного відчутника, де: 1 - розрізне феромагнітне осердя, 2 - статичний елемент, 3 - інерційний елемент, 4 - пружний підвіс, 5 – кришка, 6 – обмотка, 7 - електронна система підсилення, 8 - електричний провідник, 9 - генератор змінного магнітного поля

Тобто це є прямі аналогії з індуктивним відчутником. За таких обставин запропоновано використання індуктивного відчутника у режимі індукційного. Отже це надає можливість об'єднати найкращі властивості як даного, так і другого відчутника.

Передатна функція відчутника та характер напруги на його виході є залежними від співвідношення параметрів L, C_n, R_0, R_a і можуть бути описані залежністю

$$U_B = F(L, C_n, R_0, R_a) \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \varphi), \quad (9)$$

де ω - резонансна частота відчутника, φ - кут фази, R_0 - активний опір обмотки, складений у загальному випадку з активного опору обмотки та еквівалентним втратам у осередді; R_a - активний опір навантаження; S – площа перерізу осердя відчутника. При цьому можливі різні режими роботи магнітоіндукційних відчутників струму.

Тобто цей відчутник є трансформатором струму з коефіцієнтом трансформації $n = \frac{I}{w}$ і чутливістю $S_v = \frac{U_{вих}}{I}$. Максимальна чутливість відчутника при вірній передачі форми може сягати 10÷15 В/А.

Отже за способом при встановленні об'єкта (різального інструмента) в осердя 1 відчутника у процесі різання під впливом вібрацій змінюється величина зазору між статичним елементом 2 та інерційним елементом 3 осердя. Оскільки амплітуда вібрацій впливає на величину зазору δ індуктивного відчутника, то в решті індуктивність є функцією, що залежить від δ . Змінення індуктивності L в процесі роботи відчутника залежить від змінення δ під впливом вібрацій інструмента, на якому розташований двопараметричний відчутник.

Отже, відчутник являє собою резонансний контур, збуджений магнітним полем змінного струму, який виникає, наприклад, у різальному інструменті при торканні поверхні деталі. Коливальний контур утворюється в цьому випадку індуктивністю чутника L та ємністю навантаження. Чутливість чутника S у цьому режимі зростає із збільшенням добротності хвильового опору контура.

Відомо, що індуктивність $L = \mu_z L_0$, де μ_z - магнітна проникність матеріалу відчутника. Якщо виявити в функції залежність індуктивності відчутника від амплітуди вібрацій P_I , тобто резонансна частота контуру набуває вигляду

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{\mu_z \left(L_0 + \frac{dL}{dt} \right) C}} \quad (10)$$

В цьому випадку частота налагодження контуру починає змінюватися зі зміною амплітуди. Оскільки опорна частота контуру стабільна, то будь-яке розлагодження призведе до того, що вихідний сигнал контуру зменшується. Це явище викликає модуляцію сигналу по амплітуді. При цьому зберігається висока чутливість до торкання як у статичному, так і у динамічному режимах.

З другого боку для контролю та прогнозування плинного процесу різання, необхідно отримати сигнал вібрацій, який характеризує коливання електромеханічної системи P_I , деталі та всього обладнання.

Тому, оскільки чутливість електромагнітного відчутника невелика, то він реагує лише на перенавантаження технологічної системи, тобто створює електричний сигнал для подальшого аналізу стану системи та процесу обробки в цілому. Отже можна стверджувати, що індуктивний відчутник цілком можливо використовувати у якості індукційного при вимірюванні як магнітного, так і вібраційного поля.

Для комплексного відчутника з властивостями індуктивного та індукційного як паралельного контуру струм, що виникає у відчутнику

$$I = \sqrt{\left(\frac{U}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)^2} U^2, \quad (11)$$

де R – активний опір відчутника,
 C – ємність,
 L – індуктивність.

Відомо, що індуктивність $L = \mu_z L_0$, де μ_z - магнітна проникність матеріалу відчутника. Тоді напруга відчутника

$$U = I \left(\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega \mu_z L_0} - \omega C\right)^2} \right)^{-1} \quad (12)$$

Відчутник був реалізований (рис. 4) та досліджений на різних режимах різання на токарному верстаті з числовим програмним керуванням (IKEGAI, Японія). Досліджені його амплітудно-частотна характеристика, чутливість до вібрацій, що відображена на рис. 5.

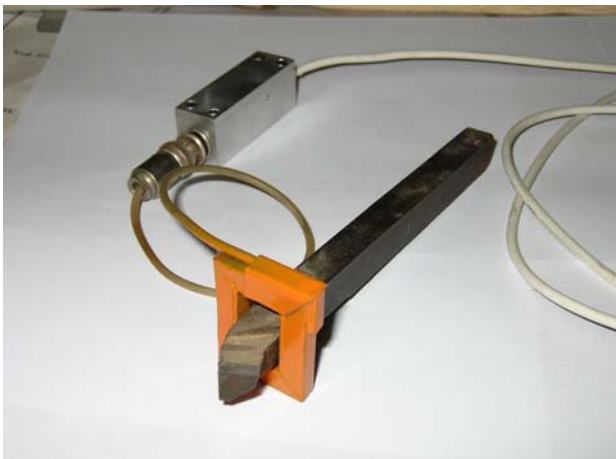


Рис. 4. Зовнішній вигляд двопараметричного відчутника вібрацій різального інструмента з напаяною пластиною в складі з попереднім підсилювачем для універсальних верстатів

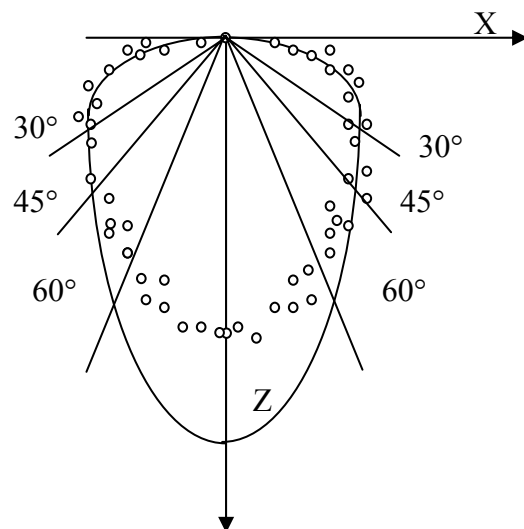


Рис. 5. Діаграма чутливості двопараметричного відчутника до амплітуди вібрації 25 мкм, ЕРС 0,15 A_{EM}

Для двопараметричного відчутника є вірними математичні залежності стосовно амплітудної модуляції, яка є її прямим віддзеркаленням його сутності. Специфікою роботи двопараметричного відчутника є те, що він має відхилення частоти тільки в один бік, тобто працює з однією боковою частотою. Для цієї конструкції є справедливим вираз

$$\cos[(\omega_0 - \Omega)t] = 0. \quad (13)$$

Користуючись цією тезою можна стверджувати, що для двопараметричного відчутника є справедливим вираз:

$$U_B = U_0 \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \sin(\omega_0 + \Omega)t. \quad (14)$$

Цей вираз можна покласти у основу розрахунків моделі відчутників відносно визначених коливальних процесів.

Висновки

Розроблено двопараметричний відчутник для реєстрації віброакустичної та електромагнітної складових динаміки коливальних процесів, який об'єднує властивості індуктивного та індукційного відчутників для вимірювання параметрів динамічних сигналів з підвищеною точністю. Подальші дослідження в напрямку створення прецизійних відчутників стосуються контролю інших типів коливальних процесів, що є нагальною проблемою у точному приладобудуванні.

Література

1. Скицюк В.І. Аналіз сучасного стану приладів контролю точності торкання інструмента з деталлю та шляхи подальшого розвитку // Сучасне машинобудування. – 2000. – №1. – С.20-30.
2. Неразрушающий контроль. Россия, 1900 - 2000 г.г.: Справочник / Под ред. Ключева В.В. - М.: Машиностроение, 2001. - 612 с.
3. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П.Осадчего. –М.: Машиностроение, 1979. - 480 с., ил.
4. А.с. 1067429 СРСР МКІ⁵ G01 N 29/04, 1984 р.
5. А.с. 1059513 СРСР МКІ⁵ G01 P 15/13, 1983 р.
6. Волгов В.А. Детали контуров радиоаппаратуры. Расчет и конструкция. Под ред. В.И.Сидорова. –М.-Л.: Госуд.энергетич. изд-во, 1954. – 297 с
7. Патент 6505 Україна МПК7 B23B25/06. Система контролю стану різального інструмента / Скицюк В.І., Ключко М.М., Ключко Т.Р. Заявка № 20040907437. Заявл. 13.09.2004. Опубл. 16.05.2005. Бюл.№ 5, 2005

<p>Скицюк В.І., Ключко М.М., Ключко Т.Р., Тимчик Г.С. Двухпараметрический первичный преобразователь вибраций объектов Разработан новый двухпараметрический первичный преобразователь вибрационной и электромагнитной составляющих динамики процесса обработки деталей, который обеспечивает высокую чувствительность к изменениям состояния режущего инструмента, что повышает надежность работы автоматизированного производства</p>	<p>Skytsiouk V., Klotchko M., Klotchko T., Tymchuk Gr. The two-parameter sensor of the objects vibration The new two-parameter sensor of vibration and electromagnetic constituent of dynamic technological process condition of the manufacture of details for the assurance of great sensibility by variation of the cutting tool condition is developed. This is raising of the reliable performance of automatized production</p>
---	---

*Надійшла до редакції
25 вересня 2007 року*