

**ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ КОМПЛЕКС
«ІНСТИТУТ ПРИКЛАДНОГО СИСТЕМНОГО АНАЛІЗУ»
ПРИ НТУУ «КПІ»
НАН УКРАЇНИ ТА МІНІСТЕРСТВА ОСВІТИ УКРАЇНИ**

**«КОНТРОЛЬ І УПРАВЛІННЯ
В СКЛАДНИХ СИСТЕМАХ»
(КУСС-99)**

Книга за матеріалами п'ятої
міжнародної науково-технічної конференції
м. Вінниця, 3—5 лютого 1999 року

Том 2

«УНІВЕРСУМ-Вінниця»

Друкується за рішенням Вченої ради Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти України

ISBN 966-7199-31-2 (книга за матеріалами)
ISBN 966-7199-33-9 (том 2)

«Контроль і управління в складних системах» (КУСС-99).
Книга за матеріалами п'ятої міжнародної науково-технічної конференції. м. Вінниця, 3—5 лютого 1999 року. У 3-х томах.
Том 2. — Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 1999. — 316 с.

Відповідальний редактор **В. В. Грабко**

Рецензенти: Капустян В. О., д. ф.-м. н.
Данілов В. Я., д. т. н.

ISBN 966-7199-31-2 (книга за матеріалами)
ISBN 966-7199-32-0 (том 1)
ISBN 966-7199-33-9 (том 2)

© Вінницький державний технічний університет, 1999

© ННК «Інститут системного прикладного аналізу» при НТУУ «КПІ»
НАН та МО України, 1999

ІНВАРІАНТНІ МЕТОДИ В ПРИСТРОЯХ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МАТЕРІАЛІВ

Рудик А. В., Суп`ян Я. В. (Україна, м. Вінниця)

Частотні характеристики електричних та магнітних властивостей матеріалів в процесі технологічного контролю оцінюються по амплітуді та фазі сигналу, який пройшов через датчик з досліджуваним зразком (матеріалом). В якості випробувального сигналу використовується гармонічний сигнал, частота якого змінюється в широких межах. Для підвищення точності вимірювання амплітуди та фази випробувального сигналу більш зручно вимірювання проводити за сигналом низької постійної частоти або постійного струму. З цією метою використовується масштабно-часове перетворення (МЧП). При такому перетворенні інформативні параметри випробувального діапазонного сигналу повинні трансформуватися в низькочастотний сигнал (або рівень постійної напруги) з мінімальними похибками.

Як показали дослідження, для зменшення похибок вимірювання найбільш ефективно використовувати інваріантні методи, які потребують наявності двох каналів у вимірювальній системі [1]. Ідентичність двох перетворювальних каналів дозволяє зменшити рівень похибок, що вносяться різними дестабілізуючими факторами. Для виключення впливу нестабільності каналів вимірювача використовують структурно-алгоритмічні методи, зокрема, методи періодичного порівняння, комутаційно-модуляційні методи автоматичної корекції похибок та інші [2]. В роботі розглянуто використання МЧП у вимірювальних пристроях основі двоканальних структур з автоматичною корекцією похибок на основі збитковості.

Структурна схема двоканального перетворювача масштаба часу сигналу (рис. 1) складається з джерела гармонічного сигналу (генератора) 1, датчика з досліджуваним матеріалом 2, помножувачів 3 та 4 в першому та другому каналах відповідно, опорного генератора 5, резонансних (смугових) фільтрів 6 та 7, а також системи фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ) 8.

Випробувальний сигнал $E(t) = E \cos \omega t$ генератора 1, прой-

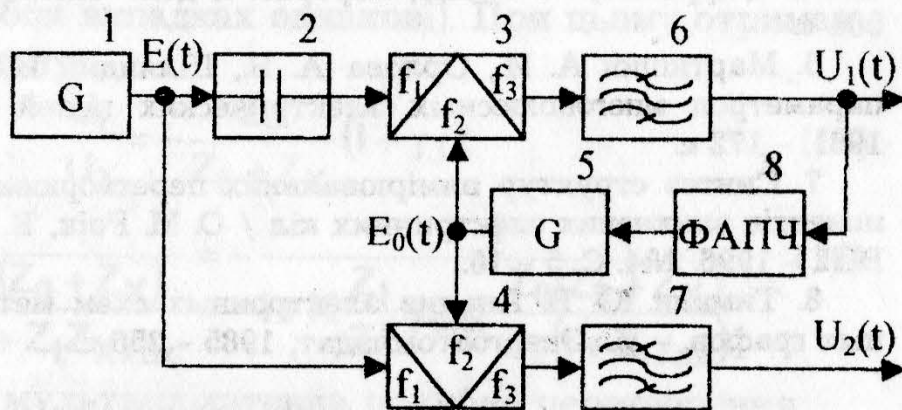


Рис. 1. Структурна схема двоканального перетворювача масштаба часу сигналу

шовши через датчик з досліджуваним матеріалом 2, змінюється по амплітуді та фазі і має вигляд $E_1(t) = E_1 \cos(\omega t + \varphi)$. Зміна амплітуди та фази сигналу $E_1(t)$ в діапазоні частот дозволяє оцінити амплітудно-частотну (АЧХ) та фазо-частотну (ФЧХ) характеристики досліджуваного матеріалу.

В роботі [3] розглянуто випадок, коли форма сигналу опорного генератора 5 радіоімпульсна. В цьому випадку стаціонарна напруга на контурі (резонансному фільтрі) в першому каналі на інтервалі часу $0 < t < T_1$ буде мати такий вигляд (за умови налаштування контуру в резонанс на частоту $\Omega = \omega - \omega_0 = 2\pi/T_1$, де ω_0 – несуча частота радіоімпульсу опорного генератора 5):

$$U_1(0 < t < T_1) = K_3 E_0 E_1 A_\tau A_Q \sin(\Omega t + \varphi + \Delta\varphi_\tau + \Delta\varphi_Q), \quad (1)$$

де

$$A_\tau = \frac{\rho e^{-\alpha t}}{2(1 - e^{-\pi Q})} \sqrt{1 + e^{2\alpha t} - 2e^{\alpha t} \cos 2\Omega t}; \quad (2)$$

$$A_Q = \sqrt{\left\{ 2 \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \cos^2 \left(\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1) - \frac{1}{2} \Delta\varphi_\tau \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \sin \left(2\varphi + \frac{4\pi}{N}(k-1) - \Delta\varphi_\tau \right) \right\}^2} \quad (3)$$

$$\Delta\varphi_\tau = \operatorname{arctg} \frac{e^{\alpha t} \sin 2\Omega t}{1 - e^{\alpha t} \cos 2\Omega t}; \quad (4)$$

$$\Delta\varphi_Q = \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \sin \left(2\varphi + \frac{4\pi}{N}(k-1) - \Delta\varphi_\tau \right)}{2 \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \cos^2 \left(\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1) - \frac{1}{2} \Delta\varphi_\tau \right)} \quad (5)$$

де: K_3 – коефіцієнт передачі помножувача 3 в першому каналі; E_0 та E_1 – амплітуди напруг опорного генератора 5 та вихідного сигналу датчика 2 з досліджуваним матеріалом; $N = T_1/\tau$ – кількість радіоімпульсів на інтервалі часу $0 < t < T_1$; T та τ – відповідно період радіоімпульсів та їх тривалість; $\rho = 1/\Omega C$, $\alpha = \Omega/2Q$, C – відповідно характеристичний опір, коефіцієнт загасання та ємність контура з добротністю Q .

Спектри сумарної $(\omega + \omega_0)$ та різничної $(\omega - \omega_0)$ частот помножувачів 3 та 4 не будуть перекриватися за умови $2\omega_0 > 2\pi n/\tau$, де n – кількість нулів спектру радіоімпульса.

В роботі [3] детально розглянуто характер фазової похибки $\Delta\varphi_Q$ в залежності від добротності Q резонансних фільтрів 6 та 7 і кількості імпульсів N на інтервалі часу $0 < t < T_1$, однак амплітудні похибки проаналізовані недостатньо.

Максимального значення відхилення амплітудного коефіцієнта A_Q від N досягає при мінімальних значеннях Q , при $Q \geq 40$ $\varepsilon_{A_{Q_{max}}} = \frac{A_{Q_{max}} - N}{N} \leq 4,6\%$, а при $Q=100$ $\varepsilon_{A_{Q_{max}}} \leq 1,82\%$. Крім того, значення $\varepsilon_{A_{Q_{max}}}$ практично не залежить від N (при фіксованому значенні Q), досягаючи мінімуму при $N=6$. Зміна шпаруватості імпульсів $q = \frac{T}{\tau}$ практично не впливає на значення амплітудних та фазових похибок.

Таким чином, при $Q \geq 40$ $A_Q \approx N$ з похибкою не більше 4,6%, а $|\Delta\phi_Q| \leq 0,8^\circ$ [3].

Амплітуда відгуку фільтра суттєво залежить від множника A_τ . В першому наближенні з рівняння (2) отримуємо (при $\frac{\tau}{T_1} \ll 1$, що виконується на практиці):

$$A_\tau \approx \frac{\rho(1 - e^{-\alpha\tau})}{2(1 - e^{-\pi Q})} e^{-\alpha t} \approx -\frac{\alpha\tau\rho Q}{2\pi} e^{-\alpha t} = -\frac{\rho\tau}{2T_1} e^{-\alpha t}, \quad (6)$$

тоді співвідношення (1) можна переписати таким чином:

$$U_1(0 < t < T_1) = -0,5N\rho \frac{\tau}{T_1} K_3 E_0 E_1 e^{-\alpha t} \sin(\Omega t + \phi + \Delta\phi_\tau + \Delta\phi_Q). \quad (7)$$

При великих значеннях відношення $\frac{T_1}{\tau}$ амплітуда відгуку резонансного фільтра може бути одного порядку з рівнем власних шумів масштабно-часового перетворювача. Зміна тривалості імпульсів та періоду повторення, а також неточність налаштування контуру в резонанс призводять до систематичних похибок, які можна виключити встановленням "нуля" на початку вимірювань.

Отримане рішення (7) можна продовжити на наступні інтервали часу, що кратні періоду T_1 . Максимальну зміну амплітуди напруги $U_1(0 < t < T_1)$ можна оцінити по формулі $\varepsilon_{A_{Q_{max}}} \approx 50\pi/Q$, (%), тобто при $Q=100$ амплітуда змінюється не більше, ніж на 1,57%, що добре корелює з точними розрахунками. Кут фазового зсуву ϕ відтворюється з похибкою $\Delta\phi = \Delta\phi_\tau + \Delta\phi_Q$, яку можна оцінити по формулам (4) та (5).

Аналогічні результати можна отримати у випадку, коли форма сигналу опорного генератора являє собою короткі імпульси (строб-імпульси).

Таким чином, МЧП дозволяє без суттєвих похибок перенести інформацію з амплітуди E_1 та фази ϕ вхідного сигналу (вихідного сигналу датчика) на низькочастотний гармонічний процес.

Розглянемо використання інваріантних методів в пристрої з МЧП для вимірювання частотних характеристик електричних та магнітних властивостей матеріалів. Структурна схема такого пристрою наведена на рис.2.

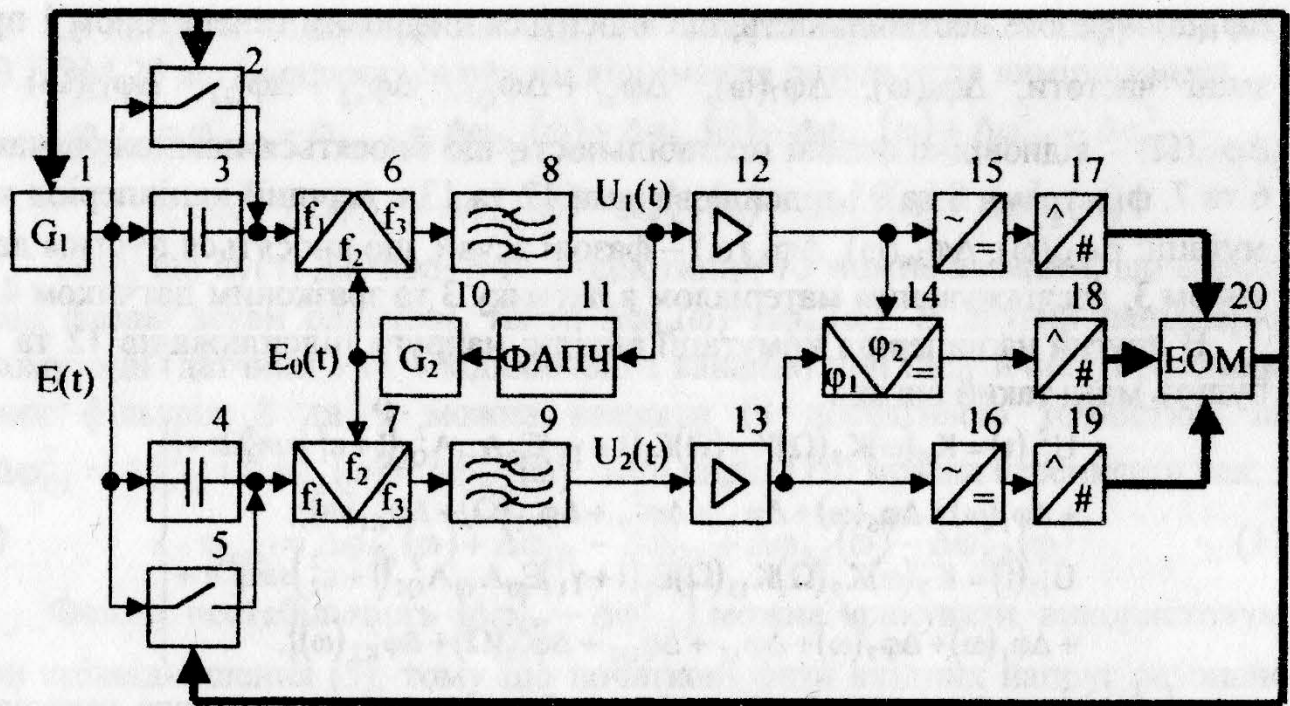


Рис.2. Структурна схема пристрою для вимірювання частотних характеристик електричних та магнітних властивостей матеріалів

Пристрій працює таким чином. Гармонічний сигнал з виходу цифрового генератора 1 одночасно потрапляє на входи електронних комутаторів 2 та 5, датчика з досліджуваним матеріалом 3 та зразкового (пустого) датчика 4. На другі входи помножувачів 6 та 7 подаються строб-імпульси з виходу генератора 10.

В обох каналах (вимірювальному та опорному) при розімкнених електронних комутаторах 2 та 5 (перший напівперіод комутації) напруга $E(t)$ проходить через датчики з досліджуваним матеріалом 3 та зразковий 4, а при замкнених електронних комутаторах (другий напівперіод комутації) датчики 3 та 4 відключаються з каналів та напруга $E(t)$ потрапляє на перші входи помножувачів 6 та 7.

В перший напівперіод комутації вихідні напруги підсилювачів 12 у вимірювальному та 13 в опорному каналах визначаються таким чином:

$$\left. \begin{aligned} U_{12}^1(t) &= K_{3л}(\omega)K_{3м}(\omega)K_6(\omega)K_8(\Omega)K_{12}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau 1}A_{Q1}^1(1+\varepsilon_1^1)\sin\{\Omega t + \\ &+ \Delta\varphi_1(\omega) + \Delta\varphi_{3л}(\omega) + \Delta\varphi_{3м}(\omega) + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_{\tau 1} + \Delta\varphi_{Q1}^1 + \Delta\varphi_{12}(\Omega) + \Delta\varphi_{K1}^1(\omega)\}; \\ U_{13}^1(t) &= K_{4л}(\omega)K_7(\omega)K_9(\Omega)K_{13}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau 2}A_{Q2}^1(1+\varepsilon_2^1)\sin\{\Omega t + \\ &+ \Delta\varphi_1(\omega) + \Delta\varphi_{4л}(\omega) + \Delta\varphi_7(\omega) + \Delta\varphi_{\tau 2} + \Delta\varphi_{Q2}^1 + \Delta\varphi_{13}(\Omega) + \Delta\varphi_{K2}^1(\omega)\}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

де: $K_6(\omega)$, $K_7(\omega)$, $K_8(\Omega)$, $K_9(\Omega)$, $K_{12}(\Omega)$, $K_{13}(\Omega)$ – коефіцієнти передачі помножувачів 6 та 7, фільтрів 8 та 9 і підсилювачів 12 та 13; $K_{3л}(\omega)$, $K_{3м}(\omega)$, $K_{4л}(\omega)$ – коефіцієнти передачі пустого датчика 3, досліджуваного матеріала в датчику 3 та зразкового датчика 4; γ_1 – коефіцієнт, що враховує зміни амплітуди напруги цифрового генератора 1 при зміні частоти; ε_1^1 та ε_2^1 – відносні амплітудні похибки першого та другого каналів в перший напівперіод комутації; $Q = m\omega - \omega_0$ – резонансна частота фільтрів 8 та 9;

$\Delta\varphi_1(\omega)$ – фазова нестабільність, що вноситься цифровим генератором 1 при зміні частоти; $\Delta\varphi_6(\omega)$, $\Delta\varphi_7(\omega)$, $\Delta\varphi_{\tau_1} + \Delta\varphi_{Q1}^1$, $\Delta\varphi_{\tau_2} + \Delta\varphi_{Q2}^1$, $\Delta\varphi_{12}(\Omega)$ та $\Delta\varphi_{13}(\Omega)$ – відповідно фазові нестабільності, що вносяться помножувачами 6 та 7, фільтрами 8 та 9 і підсилювачами 12 та 13 в перший напівперіод комутації; $\Delta\varphi_{3д}(\omega)$, $\Delta\varphi_{3м}(\omega)$, $\Delta\varphi_{4д}(\omega)$ – фазові зсуви, що вносяться пустим датчиком 3, досліджуванним матеріалом в датчику 3 та зразковим датчиком 4.

В другий напівперіод комутації вихідні напруги підсилювачів 12 та 13 будуть мати такий вигляд:

$$\left. \begin{aligned} U_{12}^2(t) &= K_6(\omega)K_8(\Omega)K_{12}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau_1}A_{Q1}^2(1+\varepsilon_1^2)\sin\{\Omega t + \\ &+ \Delta\varphi_1(\omega) + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_{\tau_1} + \Delta\varphi_{Q1}^2 + \Delta\varphi_{12}(\Omega) + \Delta\varphi_{K1}^2(\omega)\}; \\ U_{13}^2(t) &= K_7(\omega)K_9(\Omega)K_{13}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau_2}A_{Q2}^2(1+\varepsilon_2^2)\sin\{\Omega t + \\ &+ \Delta\varphi_1(\omega) + \Delta\varphi_7(\omega) + \Delta\varphi_{\tau_2} + \Delta\varphi_{Q2}^2 + \Delta\varphi_{13}(\Omega) + \Delta\varphi_{K2}^2(\omega)\}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

де: ε_1^2 та ε_2^2 – відносні амплітудні похибки першого та другого каналів в другий напівперіод комутації; A_{τ_1} , A_{Q1} , A_{τ_2} , A_{Q2} – амплітудні коефіцієнти фільтрів 8 та 9 першого та другого каналів; $\Delta\varphi_{\tau_1} + \Delta\varphi_{Q1}^2$, $\Delta\varphi_{\tau_2} + \Delta\varphi_{Q2}^2$, – фазові нестабільності, що вносяться фільтрами 8 та 9 в другий напівперіод комутації; $\Delta\varphi_{K1}^1(\omega)$, $\Delta\varphi_{K1}^2(\omega)$, $\Delta\varphi_{K2}^1(\omega)$ та $\Delta\varphi_{K2}^2(\omega)$ – амплітудно-фазові похибки каналів вимірювача в перший та другий напівперіоди комутації.

ЕОМ 20 керує частотою цифрового генератора 1 дискретно в діапазоні $f_{\min} - f_{\max}$ при постійному значенні частоти $F = \Omega/2\pi$, тому що змінюється номер гармоніки $m=1, 2, 3, \dots$, яка формує сигнали на виході помножувачів. Система ФАПЧ 11 забезпечує смугу захвату та утримання для стійкої роботи вимірювача тільки за умови $\omega > m\Omega$ [4]. Якщо з виходу генератора 10 на помножувачі подається радіоімпульсний сигнал, то частота вихідної напруги фільтрів 8 та 9 визначається рівнянням $\Omega = \omega - (\omega_1 \pm m\omega_n)$, де ω_n – частота повторення радіоімпульсів, ω_1 – частота несучого коливання. В цьому випадку система ФАПЧ забезпечує стійку роботу за умови $\omega > (\omega_1 \pm m\omega_n)$.

При вимірюванні ФЧХ досліджуваного матеріала в датчику 3 на фазовий детектор 14 в перший напівперіод комутації подаються напруги $U_{12}^1(t)$ та $U_{13}^1(t)$, а в другий напівперіод – напруги $U_{12}^2(t)$ та $U_{13}^2(t)$, в результаті чого вихідна напруга фазового детектора 14 в перший напівперіод комутації пропорційна фазовому зсуву

$$\varphi_{\text{вим1}} = \Delta\varphi_{3м}(\omega) + \Delta\varphi_{3д}(\omega) - \Delta\varphi_{4д}(\omega) + \Delta\varphi_6(\omega) - \Delta\varphi_7(\omega) + \Delta\varphi_{\tau_1} - \Delta\varphi_{\tau_2} + \\ + \Delta\varphi_{Q1}^1 - \Delta\varphi_{Q2}^1 + \Delta\varphi_{12}(\Omega) - \Delta\varphi_{13}(\Omega) + \Delta\varphi_{K1}^1(\omega) - \Delta\varphi_{K2}^1(\omega),$$

а в другий напівперіод – фазовому зсуву

$$\varphi_{\text{вим2}} = \Delta\varphi_6(\omega) - \Delta\varphi_7(\omega) + \Delta\varphi_{\tau_1} - \Delta\varphi_{\tau_2} + \Delta\varphi_{Q1}^2 - \Delta\varphi_{Q2}^2 + \Delta\varphi_{12}(\Omega) - \\ - \Delta\varphi_{13}(\Omega) + \Delta\varphi_{K1}^2(\omega) - \Delta\varphi_{K2}^2(\omega).$$

Ці напруги подаються на АЦП 18 та перетворюються в цифровий код. В ЕОМ 20 встановлюється режим віднімання результатів вимірювання:

$$\varphi_{\text{вим}} = \varphi_{\text{вим1}} - \varphi_{\text{вим2}} = \Delta\varphi_{3\text{м}}(\omega) + \Delta\varphi_{3\text{д}}(\omega) - \Delta\varphi_{4\text{д}}(\omega) + \Delta\varphi_{\text{Q1}}^1 - \Delta\varphi_{\text{Q2}}^1 - \Delta\varphi_{\text{Q1}}^2 + \Delta\varphi_{\text{Q2}}^2 + \Delta\varphi_{\text{K1}}^1(\omega) - \Delta\varphi_{\text{K2}}^1(\omega) - \Delta\varphi_{\text{K1}}^2(\omega) + \Delta\varphi_{\text{K2}}^2(\omega). \quad (10)$$

Тому що пусті датчики 3 та 4 однотипні, то можна вважати, що внесені їми фазові зсуви однакові, тобто $\Delta\varphi_{3\text{д}}(\omega) = \Delta\varphi_{4\text{д}}(\omega)$. В другий напівперіод комутації (датчики 3 та 4 відключені з каналів) при ідентичності резонансних фільтрів 8 та 9 можна вважати (з достатньою точністю), що $\Delta\varphi_{\text{Q1}}^2 = \Delta\varphi_{\text{Q2}}^2$ і $\Delta\varphi_{\text{K1}}^2(\omega) = \Delta\varphi_{\text{K2}}^2(\omega)$. Тоді вираз (10) можна переписати так:

$$\varphi_{\text{вим}} = \Delta\varphi_{3\text{м}}(\omega) + \Delta\varphi_{\text{Q1}}^1 - \Delta\varphi_{\text{Q2}}^1 + \Delta\varphi_{\text{K1}}^1(\omega) - \Delta\varphi_{\text{K2}}^1(\omega). \quad (11)$$

Фазову нестабільність $(\Delta\varphi_{\text{Q1}}^1 - \Delta\varphi_{\text{Q2}}^1)$ можна врахувати, використовуючи співвідношення (5), тому що початкові фази вхідних напруг резонансних фільтрів 8 та 9 відрізняються на величину $\Delta\varphi_{3\text{м}}(\omega)$. Ця нестабільність буде приймати більші значення при збільшенні відхилення $K_{3\text{м}}(\omega)$ від 1.

Таким чином, кінцевий результат вимірювання пропорційний ФЧХ досліджуваного матеріала в датчику 3, тобто вдалося виключити вплив ФЧХ датчика та зменшити вплив фазових нестабільностей каналів на результат вимірювання. Тривалість комутувальних імпульсів вибирають, користуючись таким співвідношенням: $t_{\text{к}} \geq 2\pi/\Omega$.

Для вимірювання АЧХ досліджуваного матеріала в датчику 3 напруги з виходу підсилювачів 12 та 13 подаються на амплітудні детектори 15 та 16. На виходах детекторів постійні напруги визначаються як:

$$\left. \begin{aligned} U_{15}^1 &= K_{3\text{д}}(\omega)K_{3\text{м}}(\omega)K_6(\omega)K_8(\Omega)K_{12}(\Omega)K_{15}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau 1}A_{\text{Q1}}^1(1+\varepsilon_1^1); \\ U_{16}^1 &= K_{4\text{д}}(\omega)K_7(\omega)K_9(\Omega)K_{13}(\Omega)K_{16}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau 2}A_{\text{Q2}}^1(1+\varepsilon_1^2); \\ U_{15}^2 &= K_6(\omega)K_8(\Omega)K_{12}(\Omega)K_{15}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau 1}A_{\text{Q1}}^2(1+\varepsilon_1^2); \\ U_{16}^2 &= K_7(\omega)K_9(\Omega)K_{13}(\Omega)K_{16}(\Omega)E_1(1+\gamma_1)E_0A_{\tau 2}A_{\text{Q2}}^2(1+\varepsilon_1^2), \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

де $K_{15}(\Omega)$, $K_{16}(\Omega)$ – коефіцієнти передачі амплітудних детекторів 15 та 16.

Ці напруги за допомогою АЦП 17 та 19 перетворюються в цифрові коди, які потрапляють в ЕОМ 20. В результаті ділення кодів в перший та другий напівперіоди комутації, отримаємо:

$$\begin{aligned} B_1 &= \frac{U_{15}^1}{U_{16}^1} = \frac{K_{3\text{д}}(\omega)K_{3\text{м}}(\omega)K_6(\omega)K_8(\Omega)K_{12}(\Omega)K_{15}(\Omega)A_{\tau 1}A_{\text{Q1}}^1(1+\varepsilon_1^1)}{K_{4\text{д}}(\omega)K_7(\omega)K_9(\Omega)K_{13}(\Omega)K_{16}(\Omega)A_{\tau 2}A_{\text{Q2}}^1(1+\varepsilon_1^2)}, \\ B_2 &= \frac{U_{15}^2}{U_{16}^2} = \frac{K_6(\omega)K_8(\Omega)K_{12}(\Omega)K_{15}(\Omega)A_{\tau 1}A_{\text{Q1}}^2(1+\varepsilon_1^2)}{K_7(\omega)K_9(\Omega)K_{13}(\Omega)K_{16}(\Omega)A_{\tau 2}A_{\text{Q2}}^2(1+\varepsilon_1^2)}, \\ B_{\text{рез}} &= \frac{B_1}{B_2} = \frac{K_{3\text{д}}(\omega)K_{3\text{м}}(\omega)A_{\text{Q1}}^1A_{\text{Q2}}^2(1+\varepsilon_1^1)(1+\varepsilon_1^2)}{K_{4\text{д}}(\omega)A_{\text{Q1}}^2A_{\text{Q2}}^1(1+\varepsilon_1^2)(1+\varepsilon_1^1)}. \end{aligned} \quad (13)$$

Тому що пусті датчики 3 та 4 однотипні, то можна вважати, що $K_{3д}(\omega) = K_{4д}(\omega)$. В другий напівперіод комутації (датчики 3 та 4 відключені з каналів) при ідентичності фільтрів 8 та 9 з достатньою точністю можна вважати, що $A_{Q1}^2 = A_{Q2}^2$ та $\epsilon_1^2 = \epsilon_2^2$. Тоді співвідношення (13) буде мати вигляд

$$V_{\text{рез}} = \frac{K_{3м}(\omega) A_{Q1}^1 (1 + \epsilon_1^1)}{A_{Q2}^1 (1 + \epsilon_2^1)} \quad (14)$$

Амплітудну нестабільність A_{Q1}^1/A_{Q2}^1 можна врахувати, використовуючи співвідношення (3), тому що початкові фази вхідних напруг резонансних фільтрів 8 та 9 відрізняються на величину $\Delta\phi_{3м}(\omega)$.

Таким чином, вимірявши значення $V_{\text{рез}}$ при різних значеннях частоти вхідного сигналу, можна оцінити АЧХ досліджуваного матеріала в датчику 3, тобто вдається виключити вплив АЧХ датчика та зменшити вплив неідентичності АЧХ каналів на результат вимірювання.

ВИСНОВКИ

1. Показано, що МЧП дозволяє з достатньо малими похибками трансформувати амплітуду та фазу гармонічного сигналу високої частоти на низькочастотний електричний процес та вимірювати АЧХ і ФЧХ електричних та магнітних властивостей матеріалів в діапазоні частот без переналаштування опорного генератора.

2. Розроблена структурна схема пристрою вимірювання частотних характеристик електричних та магнітних властивостей матеріалів в широкому діапазоні частот.

3. Використання в розробленому пристрої структурно-алгоритмічного методу дозволяє зменшити похибки вимірювання АЧХ та ФЧХ досліджуваного матеріалу.

ЛІТЕРАТУРА

1. Петров Б. Н., Викторов В. А., Совлуков А. С. Принципы инвариантности в измерительной технике. —М.: Наука, 1976. —243 с.

2. Таланчук П. М., Скрипник Ю. О., Дубровний В. О. Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах. —К.: Райдуга, 1994. —672 с.

3. Рудик А. В., Суп'ян Я. В. Методика аналізу похибок відтворення сигналу фільтром синтезу цифро-аналогового перетворювача // Вісник ВПІ. —1997. —№2. —С.70–76.

4. Супьян В. Я., Рождественский А. Н. Подавление паразитной синхронизации в системе ФАПЧ // Известия Вузов СССР, серия "Радиоэлектроника". —1976. —№6. —С.25–30.