

378(06)  
В.53

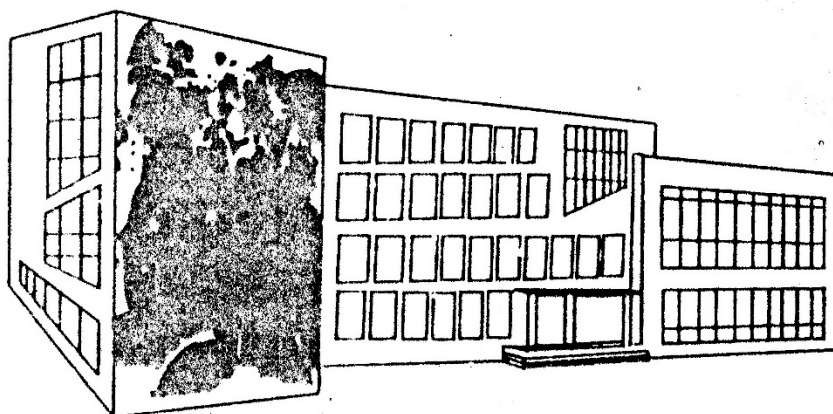
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ УКРАЇНИ

# ВІСНИК

11

Житомирського  
інженерно-технологічного  
інституту

Технічні науки



1999

Вісник ЖІТІ  
постановами Президії ВАК України  
від 22 травня 1997 року № 1а/5 та від 10.11.99 р. № 3-05/11  
затверджений як наукове видання, в якому можуть бути опубліковані  
основні результати дисертаційних робіт з технічних наук

**ВІСНИК**  
**Житомирського**  
**інженерно-технологічного**  
**інституту.**

**№ 11 – 1999**

401598

Журнал випущено редакційно-видавничим відділом ЖІТІ у складі:

Редактор  
Художнє оформлення, комп'ютерний набір та верстка

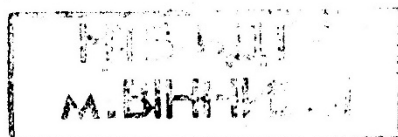
Макетування

Одікадзе Л.О.  
Скочков Д.В.  
Одікадзе Л.О.  
Янчук В.М.  
Кондратенко В.В.

Свідоцтво про державну реєстрацію кв № 590 від 19.04.1994 р.

Підписано до друку 10.12.99. Формат 60x84 <sup>1</sup>/<sub>8</sub>. Папір офсетний.  
Гарнітура Петербург. Ум: друк. арк. 34,5. Зам. № 1032. Наклад 300 прим.

Адреса: 10005, м. Житомир, вул. Черняхівського, 103



А.В. Рудик

## АМПЛІТУДНО-ФАЗОВИЙ МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ДОБРОТНОСТІ РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Доведено, що добротність реактивних елементів може бути визначена через відношення амплітуд комплексних напруг на зразковому і реактивному елементах та кут фазового зсуву між ними. Запропоновано декілька варіантів схемної побудови вимірювального перетворювача та проаналізовано їх похибки при вимірюванні добротності. Розроблено структурну схему амплітудно-фазового кумметра, в якому реалізовано запропонований метод вимірювання.

При вимірюванні добротності реактивних елементів (індуктивних та ємнісних) на низьких частотах виникають значні труднощі. Проведений аналіз методів контролю якості за величиною добротності показав, що існуючі методи майже не придатні для контролю параметрів реактивних елементів і не дозволяють достатньою мірою автоматизувати процес вимірювання добротності (резонансний метод у відзначеному діапазоні частот використовувати неможливо, а мостовий – досить трудомісткий і майже не підлягає автоматизації). Тому постає задача розробки нових вимірювачів добротності (кумметрів), які можуть використовуватися для контролю добротності реактивних елементів в діапазоні низьких частот.

В роботі розглядаються фазові та амплітудно-фазові методи вимірювання добротності реактивних елементів та їх схемна реалізація.

Як відомо, під добротністю реактивного елемента розуміють відношення реактивної енергії до активної (відповідно реактивної потужності до активної або реактивної складової повного опору до його активної складової). Крім того, відношення реактивної складової повного опору реактивного елемента до його активної складової є частиною співвідношення, яке визначає фазо-частотну характеристику (ФЧХ) такого елемента або фазовий зсув вихідного сигналу відносно вхідного (для котушки індуктивності  $\varphi_L(\omega) = \frac{X_L}{R_X} = \frac{\omega L_X}{R_X}$ , для конденсатора –  $\varphi_C(\omega) = -\frac{X_C}{R_X} = -\frac{1}{\omega C_X R_X}$ , де  $L_X$  та  $C_X$  – відповідно індуктивність та ємність досліджуваного реактивного елемента,  $R_X$  – його активний опір).

В ідеальних котушках індуктивності та конденсаторах фазовий зсув між напругою та струмом дорівнює  $\pm 90^\circ$ . Наявність втрат в конденсаторах та обмотках котушок індуктивності призводить до відхилення фазового зсуву, що вноситься такими елементами, від значення  $\pm 90^\circ$ . Це відхилення і є мірою якості таких елементів.

Проаналізуємо наявність взаємозв'язку між цими двома параметрами – добротністю реактивного елемента та внесеним ним фазовим зсувом.

Для вирішення цієї задачі в роботах [1, 2] авторами пропонується вимірювальний перетворювач, до складу якого входять зразковий елемент (резистор з опором  $R_1$  в роботі [1] (див. рис. 1, а) і конденсатор ємністю  $C_0$  в роботі [2]) та комплексний опір досліджуваного реактивного елемента (індуктивного  $\dot{Z}_L = R_X + jX_L$  або ємнісного  $\dot{Z}_C = R_X - jX_C$ ).

Проаналізувавши наведену на рис. 1, а еквівалентну схему вимірювального перетворювача, знайдемо комплексні напруги  $\dot{U}_1$  та  $\dot{U}_2$  на виході вимірювального перетворювача:

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}_{ex} R_1}{R_1 + \dot{Z}_L} = \frac{\dot{U}_{ex} R_1}{\sqrt{(R_1 + R_X)^2 + X_L^2}} e^{j\left\{\varphi_{ex} - \arctg \frac{X_L}{R_1 + R_X}\right\}}, \quad (1)$$

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_{ex} \dot{Z}_L}{R_1 + \dot{Z}_L} = \frac{\dot{U}_{ex} \sqrt{R_X^2 + X_L^2}}{\sqrt{(R_1 + R_X)^2 + X_L^2}} e^{j\left\{\varphi_{ex} + \arctg \frac{X_L}{R_X} - \arctg \frac{X_L}{R_1 + R_X}\right\}}, \quad (2)$$

де  $\dot{U}_{ex} = U_{ex} e^{j\varphi_{ex}}$  – вхідна напруга вимірювального перетворювача в комплексній формі.

Фазовий зсув між комплексними напругами  $\dot{U}_2$  та  $\dot{U}_1$  дорівнює:

$$\varphi_1 = \arg\{\dot{U}_2\} - \arg\{\dot{U}_1\} = \arctg \frac{X_L}{R_X} \quad (3)$$

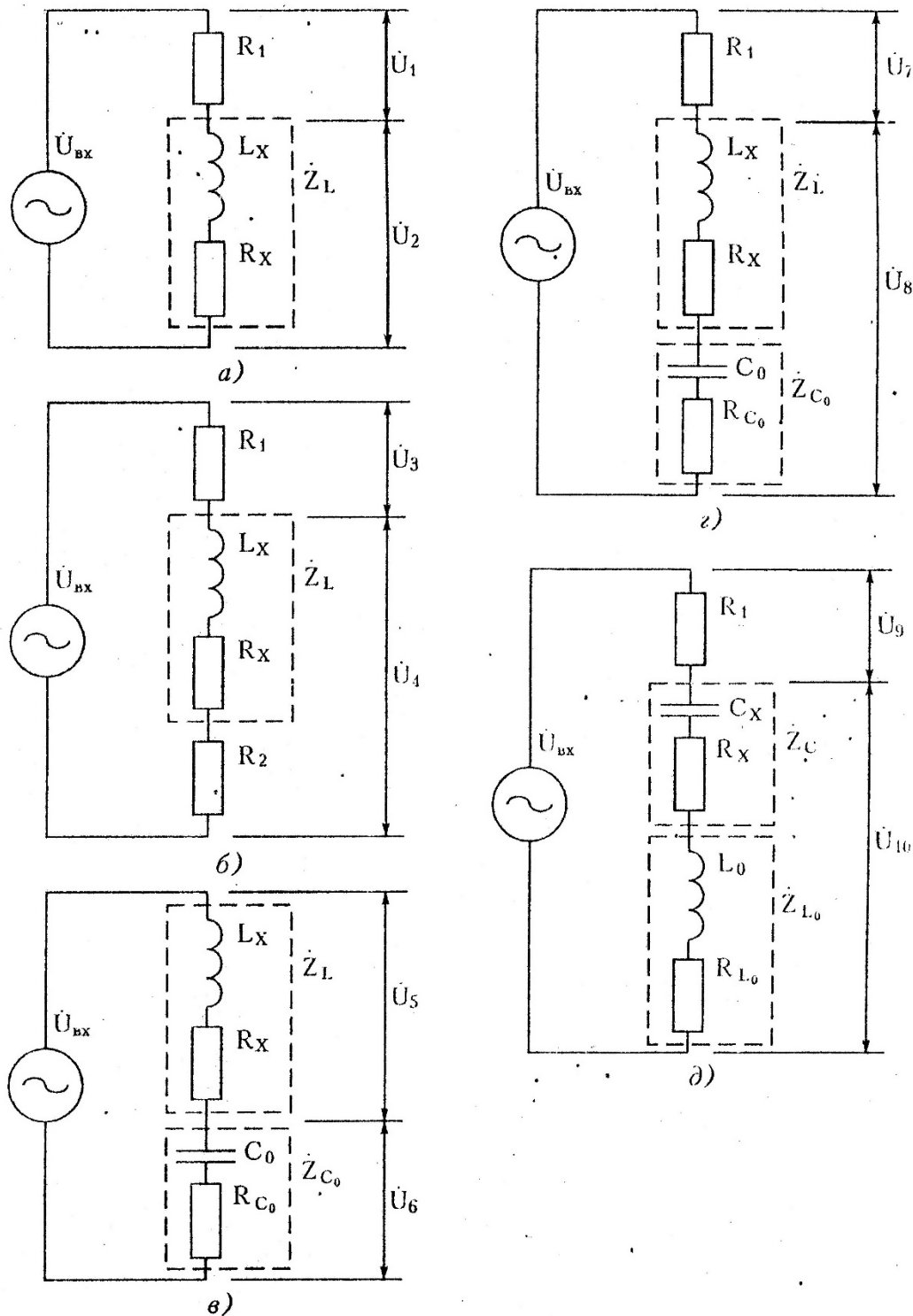


Рис. 1. Еквівалентні схеми вимірювальних перетворювачів при вимірюванні добротності реактивних елементів

Враховуючи, що  $Q_L = \frac{X_L}{R_X}$ , з останнього співвідношення отримаємо розрахункову формулу

для визначення добротності індуктивного елемента у вигляді:

$$Q_L = \operatorname{tg} \varphi_1 \quad (4)$$

Як видно з співвідношення (4), для вимірювання добротності індуктивного елемента необхідно визначити значення кута фазового зсуву  $\varphi_1$ . При цьому середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання добротності буде визначатися співвідношенням:

$$\delta_{Q_L} = \frac{1}{Q_L} \cdot \frac{\partial Q_L}{\partial \varphi_1} \sigma_{\varphi} = \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi_1} \cdot \frac{1}{\cos^2 \varphi_1} \sigma_{\varphi} = \frac{2\sigma_{\varphi}}{\sin 2\varphi_1}, \quad (5)$$

де  $\sigma_{\varphi}$  - середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання кута фазового зсуву електронним фазометром.

За співвідношеннями (4) та (5) побудовані залежності, наведені на рис. 2,а та рис. 3,а, аналіз яких дозволяє зробити висновок, що запропонований в роботах [1, 2] метод непридатний для вимірювання добротності індуктивних елементів, тому що при вимірюванні великих значень добротності  $Q_L > 100$  похибка вимірювання перевищує 17,5 % (при  $\sigma_{\varphi} = 0,1^\circ$ ). Тому метою даної роботи є розробка таких вимірювальних перетворювачів, які б дозволили значно зменшити похибку вимірювання великих значень добротності реактивних елементів при незначному ускладненні вимірювача.

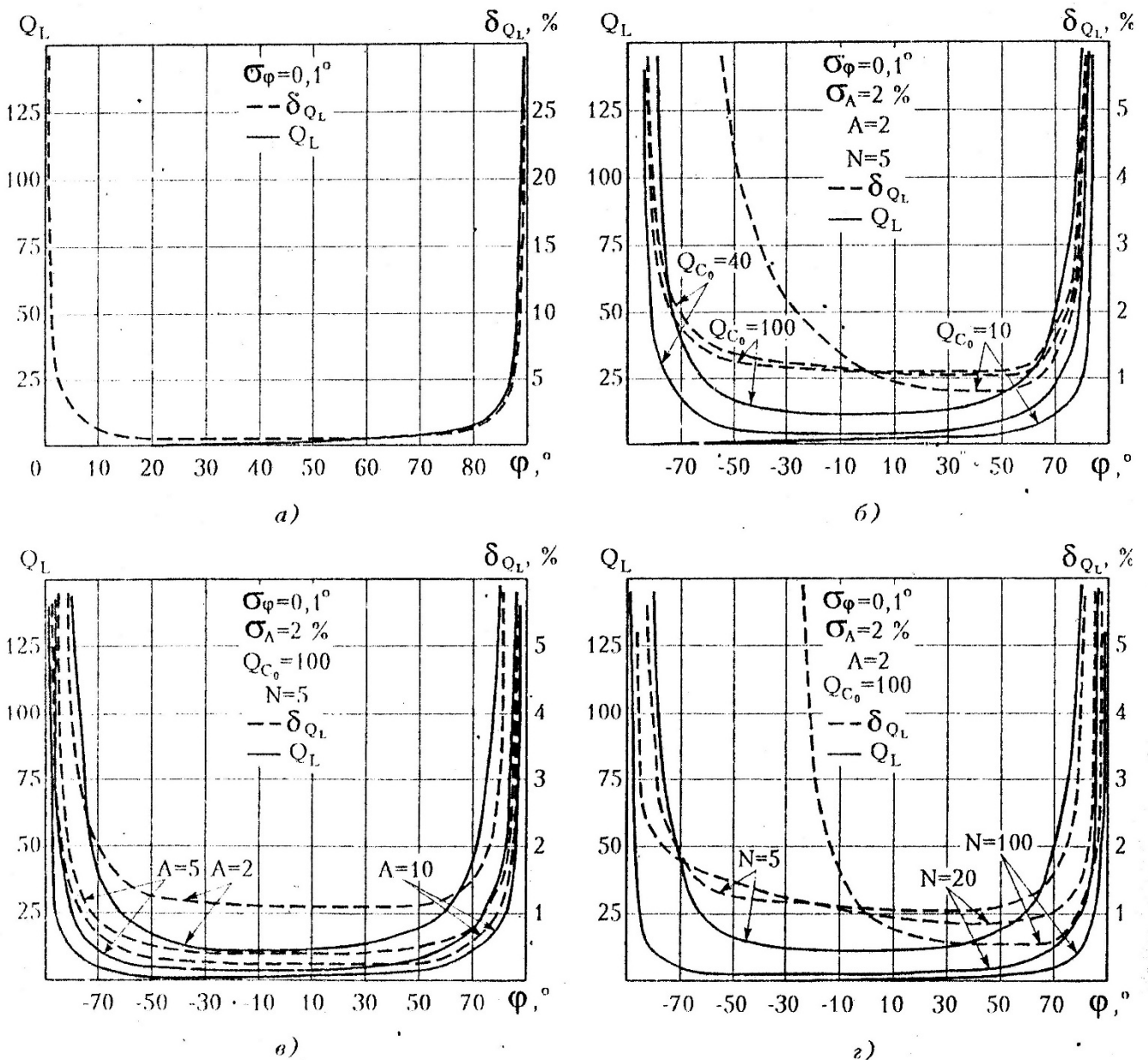


Рис. 2. Залежності  $Q_L = f(\varphi)$  та  $\delta_{Q_L} = f(\varphi)$  при різних значеннях добротності зразкового елемента  $Q_{C_0}$  (б), відношення амплітуд  $\Lambda$  (в) та відношення активних опорів  $N$  (з)

Для вирішення цієї задачі може бути використаний вимірювальний перетворювач, до складу якого послідовно з індуктивним елементом додатково введений зразковий резистор з опором

$R_2$  (див. рис. 1, б). Проаналізувавши таку еквівалентну схему вимірювального перетворювача, знайдемо комплексні напруги  $\dot{U}_3$  та  $\dot{U}_4$  на виході вимірювального перетворювача:

$$\dot{U}_3 = \frac{\dot{U}_{ex} R_1}{R_1 + R_2 + \dot{Z}_L} = \frac{U_{ex} R_1}{\sqrt{(R_1 + R_2 + R_X)^2 + X_L^2}} e^{j\left\{\varphi_{ex} - \arctg \frac{X_L}{R_1 + R_2 + R_X}\right\}}; \quad (6)$$

$$\dot{U}_4 = \frac{\dot{U}_{ex} (R_2 + \dot{Z}_L)}{R_1 + R_2 + \dot{Z}_L} = \frac{U_{ex} \sqrt{(R_2 + R_X)^2 + X_L^2}}{\sqrt{(R_1 + R_2 + R_X)^2 + X_L^2}} e^{j\left\{\varphi_{ex} + \arctg \frac{X_L}{R_2 + R_X} - \arctg \frac{X_L}{R_1 + R_2 + R_X}\right\}}. \quad (7)$$

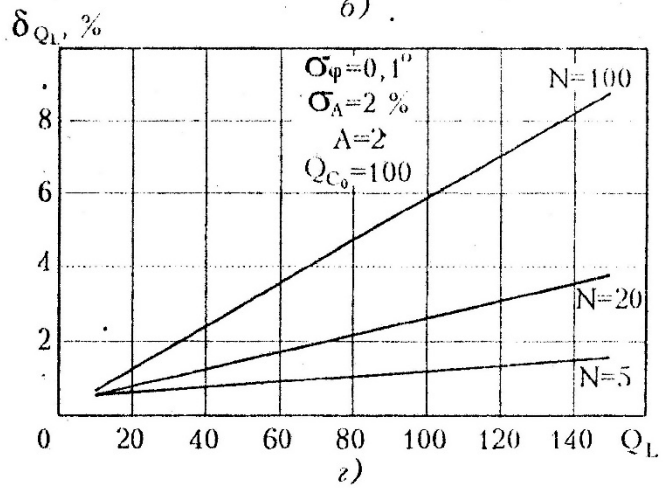
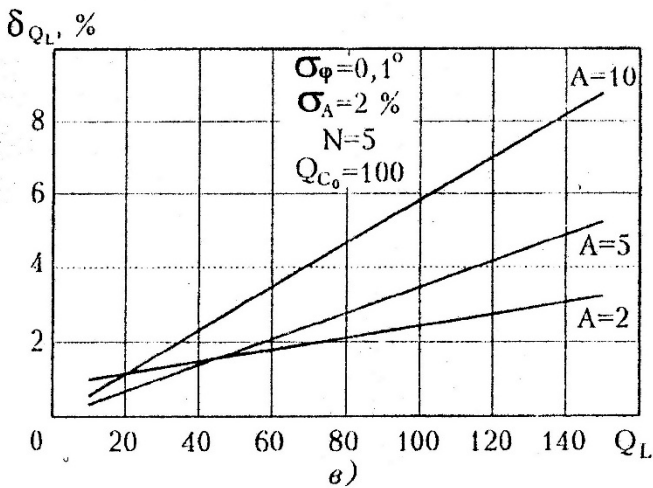
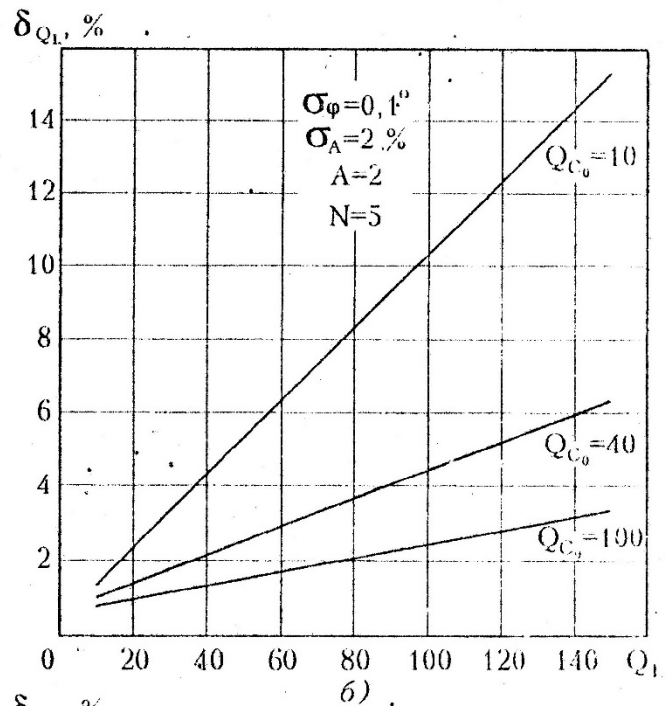
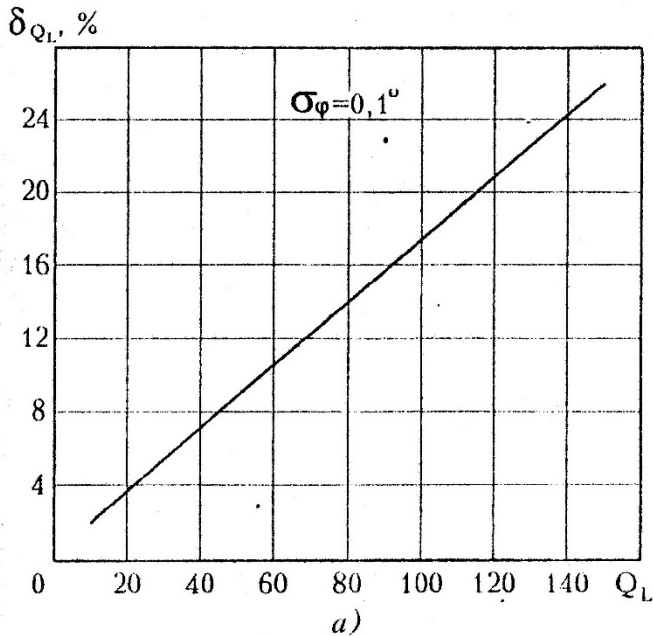


Рис. 3. Залежності  $Q_L = f(\varphi)$  при різних значеннях добротності зразкового елемента  $Q_{C_0}$  (б), відношення амплітуд  $A$  (в) та відношення активних опорів  $N$  (з)

В цьому випадку фазовий зсув між комплексними напругами  $\dot{U}_4$  та  $\dot{U}_3$  дорівнює:

$$\varphi_2 = \arg\{\dot{U}_4\} - \arg\{\dot{U}_3\} = \arctg \frac{X_L}{R_2 + R_X}. \quad (8)$$

Враховуючи, що під знак арктангенса входить значення зразкового опору  $R_2$  (значення добротності індуктивного елемента отримуємо в неявній формі), постає необхідність в проведенні ще одного вимірювання – відношення амплітуд комплексних напруг  $\dot{U}_4$  та  $\dot{U}_3$ , тобто

$$A_2 = \frac{|\dot{U}_4|}{|\dot{U}_3|} = \frac{\sqrt{(R_2 + R_X)^2 + X_L^2}}{R_1} \quad (9)$$

Розв'язавши сумісно рівняння (8) та (9), отримаємо співвідношення для визначення складових комплексного опору котушки індуктивності:

$$R_X = A_2 R_1 \cos \varphi_2 - R_2;$$

$$X_L = A_2 R_1 \sin \varphi_2.$$

В цьому випадку добротність індуктивного елемента буде визначатися співвідношенням:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_X} = \frac{A_2 R_1 \sin \varphi_2}{A_2 R_1 \cos \varphi_2 - R_2} = \frac{A_2 \sin \varphi_2}{A_2 \cos \varphi_2 - \frac{R_2}{R_1}}, \quad (10)$$

а середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання добротності – формулою:

$$\begin{aligned} \delta_{Q_L} &= \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial Q_L}{\partial A_2} \sigma_A\right)^2 + \left(\frac{\partial Q_L}{\partial \varphi_2} \sigma_\varphi\right)^2}}{Q_L} = \\ &= \frac{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1} \sigma_A \sin \varphi_2\right)^2 + A_2^2 \left(A_2 - \frac{R_2}{R_1} \cos \varphi_2\right)^2 \sigma_\varphi^2}}{A_2 \left(A_2 \cos \varphi_2 - \frac{R_2}{R_1}\right) \sin \varphi_2}, \quad (11) \end{aligned}$$

де  $\sigma_A$  – середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання відношення амплітуд двох напруг.

Однак і цей метод вимірювання добротності реактивних елементів не дає бажаної точності вимірювання, тому що при  $\sigma_\varphi = 0,1^\circ$ ,  $\sigma_A = 2\%$  та  $Q_L > 100$  похибку вимірювання можна зменшити лише до значення 15,7%.

Ще одним з варіантів досягнення поставленої мети є вимірювальний перетворювач, до складу якого замість зразкового резистора з опором  $R_1$  послідовно з індуктивним елементом введений зразковий ємнісний елемент з комплексним опором  $\dot{Z}_{C_0} = R_{C_0} - jX_{C_0}$  (див. рис. 1, в). Проаналізувавши таку еквівалентну схему вимірювального перетворювача, знайдемо комплексні напруги  $\dot{U}_5$  та  $\dot{U}_6$  на виході вимірювального перетворювача:

$$\dot{U}_5 = \frac{\dot{U}_{ex} \dot{Z}_L}{\dot{Z}_L + \dot{Z}_{C_0}} = \frac{U_{ex} \sqrt{R_X^2 + X_L^2}}{\sqrt{(R_X + R_{C_0})^2 + (X_L - X_{C_0})^2}} e^{j\left\{\varphi_{ex} - \arctg \frac{X_L - X_{C_0}}{R_X + R_{C_0}} + \arctg \frac{X_L}{R_X}\right\}}, \quad (12)$$

$$\dot{U}_6 = \frac{\dot{U}_{ex} \dot{Z}_{C_0}}{\dot{Z}_L + \dot{Z}_{C_0}} = \frac{U_{ex} \sqrt{R_{C_0}^2 + X_{C_0}^2}}{\sqrt{(R_X + R_{C_0})^2 + (X_L - X_{C_0})^2}} e^{j\left\{\varphi_{ex} - \arctg \frac{X_L - X_{C_0}}{R_X + R_{C_0}} - \arctg \frac{X_{C_0}}{R_{C_0}}\right\}}. \quad (13)$$

Для такого випадку фазовий зсув між комплексними напругами  $\dot{U}_5$  та  $\dot{U}_6$  дорівнює:

$$\varphi_3 = \arg\{\dot{U}_5\} - \arg\{\dot{U}_6\} = \arctg \frac{X_L}{R_X} + \arctg \frac{X_{C_0}}{R_{C_0}} = \arctg \frac{Q_L + Q_{C_0}}{1 - Q_L Q_{C_0}}, \quad (14)$$

де  $Q_{C_0} = \frac{X_{C_0}}{R_{C_0}}$  – добротність зразкового ємнісного елемента.

Вирішивши останнє співвідношення відносно  $Q_L$ , отримаємо:

$$Q_L = \frac{\operatorname{tg} \varphi_3 - Q_{C_0}}{1 + Q_{C_0} \operatorname{tg} \varphi_3}; \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \delta_{Q_L} &= \frac{1}{Q_L} \cdot \frac{\partial Q_L}{\partial \varphi_3} \sigma_\varphi = \frac{1 + Q_{C_0} \operatorname{tg} \varphi_3}{\operatorname{tg} \varphi_3 - Q_{C_0}} \cdot \frac{1 + Q_{C_0}^2}{(1 + Q_{C_0} \operatorname{tg} \varphi_3)^2 \cos^2 \varphi_3} \sigma_\varphi = \\ &= \frac{1 + Q_{C_0}^2}{(1 + Q_{C_0} \operatorname{tg} \varphi_3)(\operatorname{tg} \varphi_3 - Q_{C_0}) \cos^2 \varphi_3} \sigma_\varphi. \end{aligned} \quad (16)$$

Проаналізувавши співвідношення (15) та (16), можна зробити висновок, що для вимірювання великих значень добротності індуктивного елемента ( $Q_L > 100$ ) вимірювання кута фазового зсуву  $\varphi_3$  необхідно проводити у вузькому діапазоні фазових зсувів  $-180^\circ < \varphi_3 \leq -175^\circ$  (тобто при  $|\operatorname{tg} \varphi_3| \ll 1$ ). При цьому значення максимальної похибки вимірювання не залежать від добротності зразкового емнісного елемента  $Q_{C_0}$  та будуть перевищувати 10 %.

З аналізу розглянутих варіантів побудови вимірювальних перетворювачів для вимірювання добротності реактивних елементів можна зробити висновок, що всі вони не задовольняють поставленим вимогам за основним показником – точністю вимірювання великих значень добротності. Тому автором був запропонований ще один варіант побудови вимірювального перетворювача, до складу якого входять зразковий резистор  $R_1$ , досліджуваний індуктивний елемент з комплексним опором  $\dot{Z}_L = R_X + jX_L$  та зразковий емнісний елемент з комплексним опором  $\dot{Z}_{C_0} = R_{C_0} - jX_{C_0}$  (див. рис. 1, з).

Проаналізувавши таку еквівалентну схему вимірювального перетворювача, знайдемо комплексні напруги  $\dot{U}_7$  та  $\dot{U}_8$  на виході запропонованого вимірювального перетворювача:

$$\dot{U}_7 = \frac{\dot{U}_{ax} R_1}{R_1 + \dot{Z}_L + \dot{Z}_{C_0}} = \frac{U_{ax} R_1}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{C_0})^2 + (X_L - X_{C_0})^2}} e^{j\left\{\varphi_{ax} - \operatorname{arctg} \frac{X_L - X_{C_0}}{R_1 + R_X + R_{C_0}}\right\}}; \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_8 &= \frac{\dot{U}_{ax} (\dot{Z}_L + \dot{Z}_{C_0})}{R_1 + \dot{Z}_L + \dot{Z}_{C_0}} = \\ &= \frac{U_{ax} \sqrt{(R_X + R_{C_0})^2 + (X_L - X_{C_0})^2}}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{C_0})^2 + (X_L - X_{C_0})^2}} e^{j\left\{\varphi_{ax} + \operatorname{arctg} \frac{X_L - X_{C_0}}{R_X + R_{C_0}} - \operatorname{arctg} \frac{X_L - X_{C_0}}{R_1 + R_X + R_{C_0}}\right\}}. \end{aligned} \quad (18)$$

Для такого вимірювального перетворювача фазовий зсув між комплексними напругами  $\dot{U}_8$  та  $\dot{U}_7$  визначається як

$$\varphi_4 = \arg\{\dot{U}_8\} - \arg\{\dot{U}_7\} = \operatorname{arctg} \frac{X_L - X_{C_0}}{R_X + R_{C_0}}, \quad (19)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг  $\dot{U}_8$  та  $\dot{U}_7$  – співвідношенням:

$$A_4 = \frac{|\dot{U}_8|}{|\dot{U}_7|} = \frac{\sqrt{(R_X + R_{C_0})^2 + (X_L - X_{C_0})^2}}{R_1}. \quad (20)$$

Розв'язавши сумісно рівняння (19) та (20), отримуємо співвідношення для визначення складових комплексного опору котушки індуктивності, тобто

$$\begin{aligned} R_X &= A_4 R_1 \cos \varphi_4 - R_{C_0}; \\ X_L &= A_4 R_1 \sin \varphi_4 + X_{C_0}. \end{aligned}$$

Тоді добротність індуктивного елемента буде визначатися формулою:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_X} = \frac{A_4 R_1 \sin \varphi_4 + X_{C_0}}{A_4 R_1 \cos \varphi_4 - R_{C_0}} = \frac{N A_4 \sin \varphi_4 + Q_{C_0}}{N A_4 \cos \varphi_4 - 1}, \quad (21)$$

де  $N = \frac{R_1}{R_{C_0}}$  – відношення опору зразкового резистора  $R_1$  до активного опору зразкового емнісного елемента  $R_{C_0}$ ,



а середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання добротності – співвідношенням:

$$\delta_{Q_L} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial Q_L}{\partial A_4} \sigma_A\right)^2 + \left(\frac{\partial Q_L}{\partial \varphi_4} \sigma_\varphi\right)^2}}{Q_L} = \frac{N \sqrt{(\sin \varphi_4 + Q_{C_0} \cos \varphi_4)^2 \sigma_A^2 + A_4^2 (NA_4 + Q_{C_0} \sin \varphi_4 - \cos \varphi_4)^2 \sigma_\varphi^2}}{(NA_4 \cos \varphi_4 - 1)(NA_4 \sin \varphi_4 + Q_{C_0})} \quad (22)$$

За співвідношеннями (21) та (22) були побудовані залежності, наведені на рис. 2,б-г та рис. 3,б-г (при  $\sigma_\varphi = 0,1^\circ$  та  $\sigma_A = 2\%$ ). Аналіз цих залежностей дозволяє зробити висновки, що точність вимірювання добротності індуктивного елемента збільшується при збільшенні добротності зразкового емісійного елемента, тобто при  $Q_L = 100$  та  $Q_{C_0} = 10$   $\delta_{Q_L} = 10,18\%$ , при  $Q_L = 100$  та  $Q_{C_0} = 40$   $\delta_{Q_L} = 4,46\%$ , а при  $Q_L = 100$  та  $Q_{C_0} = 100$   $\delta_{Q_L} = 2,42\%$  (див. рис. 2,б та рис. 3,б). При збільшенні відношення амплітуд на реактивному елементі та зразковому опорі точність вимірювання добротності індуктивного елемента зменшується, тобто при  $Q_L = 100$  та  $A = 2$   $\delta_{Q_L} = 2,42\%$ , при  $Q_L = 100$  та  $A = 5$   $\delta_{Q_L} = 3,51\%$ , а при  $Q_L = 100$  та  $A = 10$   $\delta_{Q_L} = 5,83\%$  (див. рис. 2,в та рис. 3,в). При збільшенні відношення опору зразкового резистора до активного опору зразкового емісійного елемента точність вимірювання добротності індуктивного елемента також зменшується, тобто при  $Q_L = 100$  та  $N = 5$   $\delta_{Q_L} = 2,42\%$ , при  $Q_L = 100$  та  $N = 20$   $\delta_{Q_L} = 5,21\%$ , а при  $Q_L = 100$  та  $N = 100$   $\delta_{Q_L} = 11,64\%$  (див. рис. 2,г та рис. 3,г). Таким чином, як показує аналіз, при проведенні вимірювання добротності індуктивного елемента необхідно добротність зразкового емісійного елемента вибирати якомога більшою ( $Q_{C_0} \geq 100$ ), а відношення опору зразкового резистора до активного опору зразкового емісійного елемента – порівняно невеликим ( $N \approx 5 \div 10$ ) для того, щоб активний опір незначно пунтував створений послідовний резонансний контур (однак вибирати значення  $N \leq 3$  не варто, тому що в цьому випадку значно збільшується похибка вимірювання малих значень добротності індуктивного елемента).

Для вимірювання добротності емісійних елементів можна використовувати аналогічний вимірювальний перетворювач, до складу якого входять зразковий резистор  $R_1$ , досліджуваний емісійний елемент з комплексним опором  $\dot{Z}_C = R_X - jX_C$  та зразковий індуктивний елемент з комплексним опором  $\dot{Z}_{L_0} = R_{L_0} + jX_{L_0}$  (див. рис. 1, д).

Для такої схеми вимірювального перетворювача комплексні напруги  $\dot{U}_9$  та  $\dot{U}_{10}$  будуть відповідно дорівнювати:

$$\dot{U}_9 = \frac{\dot{U}_{ax} R_1}{R_1 + \dot{Z}_C + \dot{Z}_{L_0}} = \frac{U_{ax} R_1}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{L_0})^2 + (X_{L_0} - X_C)^2}} e^{j\left\{\varphi_{ax} - \arctg \frac{X_{L_0} - X_C}{R_1 + R_X + R_{L_0}}\right\}} \quad (23)$$

$$\dot{U}_{10} = \frac{\dot{U}_{ax} (\dot{Z}_C + \dot{Z}_{L_0})}{R_1 + \dot{Z}_C + \dot{Z}_{L_0}} = \frac{U_{ax} \sqrt{(R_X + R_{L_0})^2 + (X_{L_0} - X_C)^2}}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{L_0})^2 + (X_{L_0} - X_C)^2}} e^{j\left\{\varphi_{ax} + \arctg \frac{X_{L_0} - X_C}{R_X + R_{L_0}} - \arctg \frac{X_{L_0} - X_C}{R_1 + R_X + R_{L_0}}\right\}} \quad (24)$$

Фазовий зсув між напругами, що визначаються співвідношеннями (24) та (23), а також відношення їх амплітуд будуть визначатися таким чином:

$$\varphi_5 = \arg\{\dot{U}_{10}\} - \arg\{\dot{U}_9\} = \arctg \frac{X_{L_0} - X_C}{R_X + R_{L_0}}; \quad (25)$$

$$A_5 = \frac{|\dot{U}_{10}|}{|\dot{U}_9|} = \frac{\sqrt{(R_X + R_{L_0})^2 + (X_{L_0} - X_C)^2}}{R_1} \quad (26)$$

З рівнянь (25) та (26) отримуємо співвідношення для визначення складових комплексного опору ємнісного елемента, тобто  $R_X = A_5 R_1 \cos \varphi_5 - R_{L_0}$  та  $X_C = X_{L_0} - A_5 R_1 \sin \varphi_5$ . В цьому випадку добротність ємнісного елемента буде визначатися співвідношенням:

$$Q_C = \frac{X_C}{R_X} = \frac{X_{L_0} - A_5 R_1 \sin \varphi_5}{A_5 R_1 \cos \varphi_5 - R_{L_0}} = \frac{Q_{L_0} - N_1 A_5 \sin \varphi_5}{N_1 A_5 \cos \varphi_5 - 1}, \quad (27)$$

де  $N_1 = \frac{R_1}{R_{L_0}}$  – відношення опору зразкового резистора  $R_1$  до активного опору зразкового індуктивного елемента  $R_{L_0}$ ,

а середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання добротності – співвідношенням:

$$\delta_{Q_C} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial Q_C}{\partial A_5} \sigma_A\right)^2 + \left(\frac{\partial Q_C}{\partial \varphi_5} \sigma_\varphi\right)^2}}{Q_C} = \frac{N_1 \sqrt{(\sin \varphi_5 - Q_{L_0} \cos \varphi_5)^2 \sigma_A^2 + A_5^2 (Q_{L_0} \sin \varphi_5 - N_1 A_5 + \cos \varphi_5)^2 \sigma_\varphi^2}}{(N_1 A_5 \cos \varphi_5 - 1)(Q_{L_0} - N_1 A_5 \sin \varphi_5)} \quad (28)$$

Співвідношення (21) і (27) та (22) і (28) повністю аналогічні, а їх дещо неоднаковий зовнішній вигляд пояснюється тим, що при повністю однакових умовах вимірювання  $\varphi_4 = -\varphi_5$ . Тому проводити детальний аналіз похибок вимірювання добротності ємнісних елементів немає сенсу.

На основі розробленого вимірювального перетворювача для вимірювання добротності реактивних елементів автором пропонується структурна схема амплітудно-фазового кумметра, наведена на рис. 4.

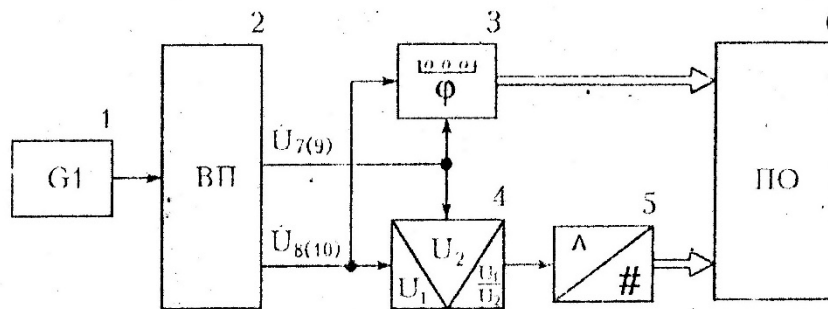


Рис. 4. Структурна схема амплітудно-фазового кумметра

Кумметр складається з генератора змінної частоти 1, вимірювального перетворювача (ВП) 2 (рис. 1,з або рис. 1,д), цифрового фазометра 3, вимірювача відношення амплітуд 4, аналого-цифрового перетворювача (АЦП) 5 та пристрою обчислення (ПО) 6.

Працює вимірювач таким чином. Генератор змінної частоти 1 виробляє гармонічний сигнал з частотою  $f$  (для визначення добротності реактивного елемента в діапазоні частот), який потрапляє на вхід вимірювального перетворювача 2. Виходи вимірювального перетворювача підключені до входів цифрового фазометра 3 та вимірювача відношення амплітуд 4). Цифровий фазометр вимірює кут фазового зсуву між напругами  $\dot{U}_8$  та  $\dot{U}_7$  (або  $\dot{U}_{10}$  та  $\dot{U}_9$ )  $\varphi_4$  (або  $\varphi_5$ ), а вимірювач відношення амплітуд – відношення амплітуд цих напруг  $A_4$  (або  $A_5$ ). Результат вимірювання відношення амплітуд за допомогою АЦП 5 перетворюється в цифровий код та разом з результатом вимірювання кута фазового зсуву потрапляє на ПО 6, де і відбувається обчислення результату вимірювання добротності реактивного елемента.

## Висновки

1. Показано, що добротність реактивного елемента (індуктивного або ємнісного) може бути визначена при вимірюванні кута фазового зсуву між двома напругами на виході вимірювального перетворювача (рис. 1, а). Однак точність вимірювання при такій побудові вимірювального перетворювача буде низькою.
2. Запропоновано декілька варіантів побудови вимірювального перетворювача для вимірювання добротності реактивних елементів, серед яких виділено схему рис. 1, в, яка на порядок дозволяє збільшити точність вимірювання.
3. Проаналізовано залежність похибки вимірювання добротності від параметрів вимірювального перетворювача.
4. На основі запропонованого вимірювального перетворювача розроблена структурна схема амплітудно-фазового кумметра.

## ЛІТЕРАТУРА:

1. Куцесол М.О. Метод вимірювання добротності індуктивних елементів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах і конверсії виробництва. Тези доповідей 3-ої науково-технічної конференції. – Хмельницький; 1995. – С. 137.
2. Скрипник Ю.А., Макар'єва Е.Л. Цифрової фазовий кумметр низкодобротних елементів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, 1997. – № 1. – С. 93–96.

РУДНИК Андрій Вікторович – кандидат технічних наук, старший викладач кафедри радіотехніки Вінницького державного технічного університету.

Наукові інтереси:

- фазові вимірювання в радіотехнічному та оптичному діапазонах;
- вимірювання електромагнітних та механічних характеристик об'єктів контролю радіотехнічними та оптичними методами;
- використання параметричних кіл у вимірювальних системах та системах автоматики.

Улучшение точностных характеристик аналого-цифрового преобразования путем введения информационной избыточности / А.Д. Азаров, М.А. Кравцов // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 98–101; ил. 2. – Библиогр.: 5 назв.

Рассмотрены принципы комплексного решения проблем повышения точности и быстродействия аналого-цифровых преобразователей с использованием информационной избыточности в форме избыточных позиционных систем счисления.

Использование матричного подхода для описания свойств слоистых структур / В.В. Чухов // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 102–105; ил. 2. – Табл. 1. – Библиогр.: 3 назв.

Получены рекуррентные формулы для коэффициентов волновой матрицы передачи  $(p+1)$  слоев диэлектриков в волноводе через соответствующие коэффициенты для  $p$  слоев. Приведены результаты экспериментальной проверки полученных формул.

Амплитудно-фазовый метод измерения добротности реактивных элементов / А.В. Рудык // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 106–114; ил. 5. – Табл. 1. – Библиогр.: 11 назв.

Доказано, что добротность реактивных элементов может быть определена через отношение амплитуд комплексных напряжений на образцовом и реактивном элементах и угол фазового сдвига между ними. Предложено несколько вариантов схемного построения измерительного преобразователя и проанализировано их погрешности при измерении добротности. Разработана структурная схема амплитудно-фазового кумметра, в котором реализуется предложенный метод измерения.

## РАДИОТЕХНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов / А.П. Яненко // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 115–120; ил. 3. – Библиогр.: 5 назв.

Рассмотрены вопросы использования радиометрических систем для исследования электромагнитных полей и излучений физических и биологических объектов в миллиметровом диапазоне волн. Приводятся результаты исследований.

Алгоритм сверхразрешения по угловым координатам для информационных систем с антенными решетками с незаполненным раскрытием / И.Н. Сащук // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 121–125; ил. 3. – Библиогр.: 5 назв.

Предложен алгоритм оценивания числа и угловых координат источников радионизлучения для информационных систем с L-подобной антенной решеткой.

Фильтр обработки ЭМИ с широким динамическим диапазоном / В.Н. Коваль, Д.В. Коваль, В.А. Кулявец // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 126–129; ил. 1. – Библиогр.: 2 назв.

Предложены два устройства обработки электромагнитных импульсов (ЭМИ): многоканальный аналого-цифровой фильтр с дискретными значениями весовых коэффициентов, обратно пропорциональных мгновенной амплитуде входного сигнала, и логарифмический усилитель с нелинейными весовыми коэффициентами. Рассматриваются основные параметры устройств и их структура.

Оптимальный алгоритм оценки мощностей источников излучения для РЛС с антенными решетками / А.Е. Николаенко // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 130–132; ил. 1. – Библиогр.: 2 назв.

Приводится синтез алгоритма оценки мощностей сигналов, образованных источниками излучения на входах элементов антенной решетки, полученного на основе оптимального алгоритма оценки угловых координат источников излучения в условиях многосигнальной обстановки.

Поэлементный и смешанный синтез инвариантных антенных решеток / В.В. Воронников, А.В. Зелинский, Н.В. Коваленко, А.Н. Коваленко, Ю.А. Колос, В.В. Чухов // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 133–138; ил. 5. – Библиогр.: 5 назв.

С целью упрощения инвариантных антенных решеток радиотехнических и гидроакустических систем вместо лучевого синтеза рассматривается возможность их поэлементного или смешанного синтеза.

## ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И АВТОМАТИЗАЦИЯ

Одно из обобщений задачи о назначениях с ограничениями / А.В. Панишев, О.А. Подоляка // Вісник ЖІТІ, 1999. – № 11 / Технічні науки. – С. 139–144; библиогр.: 5 назв.

Рассмотрена общая задача о назначениях с ограничениями на время выполнения работ. Предлагается алгоритм, представляющий модификацию метода Кана и Муикреса для ее решения.