

ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.317.73

РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ КОРЕКЦІЇ ЧАСТОТНИХ ПОХИБОК ОПЕРАЦІЙНИХ СХЕМ

© Михайло Гаврилюк, Володимир Хома, 2001

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Автоматика і телемеханіка",
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

На прикладі операційної схеми "адмітанс-напруга" показано методику синтезу алгоритмів цифрової корекції похибок, використання яких дає змогу істотно підвищити точність і розширити частотний діапазон вимірювань.

На прикладі операційної схеми "адмітанс-напряженіє" показано методику синтезу алгоритмів цифрової корекції погрешностей, использование которых позволяет существенно повысить точность и расширить частотный диапазон измерений.

The synthesis method of digital correction errors algorithms is illustrated on the base of "admittance-voltage" operational scheme. These algorithms allow to essentially raise the accuracy and to extend the frequency measurement range.

У вимірювальних каналах сучасних ІВС частина вимірювальних перетворень здійснюється у аналоговій формі, що зумовлено переважно аналоговою формою джерел вимірювальної інформації, різноманітною фізичною природою та рівнями контрольованих величин. Збір та введення до ІВС вимірювальних сигналів передбачає широке використання операційних схем у процесі первинних вимірювальних перетворень, масштабування, комутації тощо. Проте похибки, які виникають на цьому етапі, можна усувати, використовуючи значну обчислювальну потужність, притаманну сучасним вимірювальним каналам.

Практична реалізація такого підходу вимагає розроблення відповідних алгоритмів корекції. У цій статті як приклад показана методика синтезу алгоритмів корекції частотних похибок активних перетворювачів адмітансу (комплексної провідності) в напругу (рис.1).

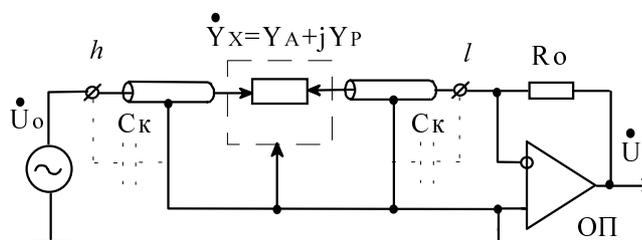


Рис. 1. Схема активного перетворювача адмітансу в напругу

Зміст алгоритмічної корекції передбачає одержання "грубих" результатів вимірювання та їх наступне "уточнення" виключно на основі оброблення за певними наперед розробленими правилами (алгоритмами). Такі алгоритми будуються на основі аналізу математичних моделей структурних елементів вимірювального каналу. Оскільки із підвищенням частоти найбільші похибки виникають у активному перетворювачі адмітансу в напругу та у фазоквадратурному перетворювачі, алгоритмічну корекцію доцільно проводити саме для цих пристроїв.

Для простоти викладу спочатку виключимо із розгляду похибки, пов'язані із фазоквадратурним розділенням комплексної напруги активного перетворювача адмітансу в напругу, а його передатну функцію подамо у вигляді [1]

$$\dot{W}(jf) = W_A + jW_P = \frac{X_A + jX_P}{1 + 1/K\beta}, \quad (1)$$

де $X_A = R_0 Y_A$, $X_P = R_0 Y_P$ і W_A , W_P відповідно результати ідеального та "грубого" (реального) вимірювання активної і реактивної складових провідності у нормованому вигляді; K – коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку; β – коефіцієнт зворотного зв'язку операційної схеми перетворювача "адмітанс-напруга".

Для наведеної на рис. 1 операційної схеми

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= 1/[1 + R_o(Y_A + jY_P + j \cdot 2\pi f C_k)] = \\ &= 1/(1 + X_A + jX_P + j \cdot \tau_k f), \end{aligned} \quad (2)$$

де $\tau_k = 2\pi C_k R_o$ – стала часу, що враховує шунтування ємністю входу ОП.

Апроксимуючий вираз коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку можна подати у вигляді

$$K_e = \alpha f_T / f, \quad (3)$$

де α – коефіцієнт, що враховує вплив навантаження ОП [1].

Перепишемо рівняння (1) із урахуванням (2) і (3) у вигляді

$$\begin{aligned} X_A + jX_P &= W_A + jW_P + (W_A + jW_P) \cdot j \times \\ &\times (1 + X_A + jX_P + jC)/K_e = \\ &= (W_A + \Delta_A) + j(W_P + \Delta_P) \end{aligned} \quad (4)$$

Величини

$$\begin{aligned} \Delta_A &= -[W_P(1 + X_A) + W_A(\tau_k f + X_P)]/K_e; \\ \Delta_P &= [W_A(1 + X_A) - W_P(\tau_k f + X_P)]/K_e \end{aligned} \quad (5)$$

у виразі (4) можна трактувати як поправки, які необхідно додати до “грубих” результатів вимірювання, щоб компенсувати наявні похибки. Проте формування поправок за виразами (5) на практиці нездійсненне, оскільки передбачає використання не лише результатів W_A і W_P , які реально одержують при вимірюванні, але і ідеальних – X_A і X_P , що залишаються невідомими. Один із раніше відомих способів розв'язання цієї проблеми базувався на заміні у виразах (5) величин X_A і X_P на W_A і W_P , що, звісно, супроводжувалося похибками [2].

Глибші дослідження показали можливість точного формування сигналів поправок виключно на основі “грубих” результатів W_A і W_P . Для цього проведемо у виразах (5) заміну згідно з (4)

$$X_A = W_A + \Delta_A \quad \text{і} \quad X_P = W_P + \Delta_P, \quad (6)$$

внаслідок якої одержимо систему двох лінійних рівнянь

$$\begin{cases} \Delta_A = -(W_P + 2W_A W_P + W_A \cdot \tau_k + W_P \Delta_A + W_A \Delta_P)/K_e; \\ \Delta_P = (W_A - W_P \cdot \tau_k + W_A^2 - W_P^2 + W_A \Delta_A - W_P \Delta_P)/K_e. \end{cases}$$

Розв'язання цієї системи рівнянь відносно Δ_A і Δ_P дає вирази для формування поправок на основі результатів вимірювання W_A і W_P

$$\begin{cases} \Delta_A = -\frac{(1 + W_A)[W_P + (W_A^2 + W_P^2)/K_e] + W_A(\tau_k + W_P)}{K_e \{1 + [2W_P + (W_A^2 + W_P^2)/K_e]\}}, \\ \Delta_P = -\frac{(\tau_k + W_P)[W_P + (W_A^2 + W_P^2)/K_e] - W_A(1 + W_A)}{K_e \{1 + [2W_P + (W_A^2 + W_P^2)/K_e]\}}. \end{cases}$$

Алгоритм корекції передбачає (6) додавання із урахуванням знака одержаних поправок до “грубих” результатів вимірювання W_A і W_P . Для спрощення зручно спочатку обчислити три проміжні величини

$$H = 1 + W_A; \quad L = \tau_k f + W_P; \quad V = W_P + (W_A^2 + W_P^2)/K_e,$$

а вже потім формувати вирази алгоритмів корекції

$$\begin{aligned} N_A &= W_A - \frac{H \cdot V + L \cdot W_A}{K_e(1 + V + W_P)}; \\ N_P &= W_P - \frac{L \cdot V - H \cdot W_A}{K_e(1 + V + W_P)}. \end{aligned} \quad (7)$$

Як випливає із (7), уточнення результатів вимірювання складових адмітансу досягається виключно оброблення їх наближенням значень W_A і W_P .

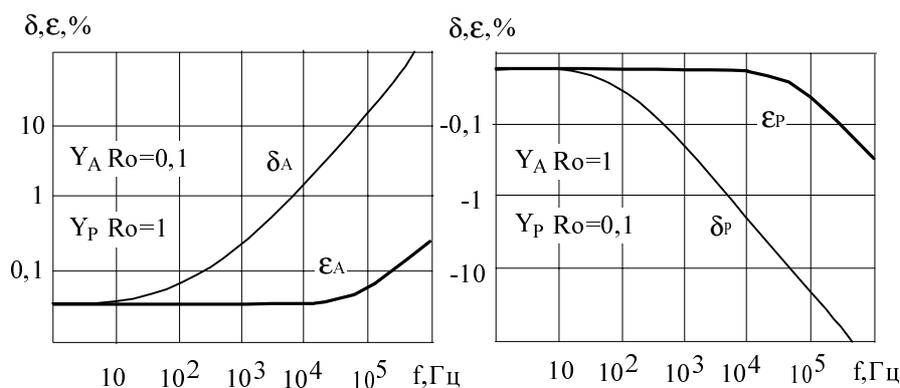


Рис. 2. Розширення діапазону частот при використанні алгоритмів корекції

Основним призначенням розробленого алгоритму є корекція частотних похибок, які виникають на етапі перетворення адмітансу у пропорційну комплексну напругу. У зв'язку з цим важливо дослідити можливості розширення діапазону робочих частот. На рис. 2 наведено результати імітаційного моделювання, які ілюструють залежність від частоти похибок вимірювання складових адмітансу до корекції

$$\delta_A = \frac{W_A}{Y_A R_O} - 1, \quad \delta_P = \frac{W_P}{Y_P R_O} - 1, \quad (8)$$

та можливість розширення діапазону робочих частот при застосуванні розробленого алгоритму – криві

$$\varepsilon_A = \frac{N_A}{Y_A R_O} - 1, \quad \varepsilon_P = \frac{N_P}{Y_P R_O} - 1 \quad (9)$$

зображають похибки вимірювання складових адмітансу після застосування алгоритму корекції.

Моделювання проводилося на найповнішій моделі активного перетворювача “адмітанс-напруга” [1,3]

$$W = \dot{Y}_X R_O \left[1 - \dot{Y}_X Z_{ВИХ} \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{f}{f_T} \right) \right] / \left[1 + \left(\frac{1}{A_0} + j \frac{f}{f_T} \right) \right] [1 + R_O \times \\ \times (\dot{Y}_X + Z_{Д} | Z_{СНФ}^-) + \frac{Z_{ВИХ}}{Z_H} [1 + (R_O + Z_H) (\dot{Y}_X + Z_{Д} | Z_{СНФ}^-)]]$$

при допущенні, що використовується операційний підсилювач типу К544УД2А (µА741) із такими параметрами: $A_0 = 20000$; $f_T = 10$ МГц; $R_{Д} = 10$ МОм; $C_{Д} = 1$ пФ; $Z_{ВИХ} = 100$ Ом; $Z_{СНФ}^- = 100$ МОм; $R_H = 1$ МОм; $C_H = 10$ пФ; $R_O = 100$ кОм. Для дослідження вибрано такі несприятливі випадки, коли вимірювана складова становить приблизно 10% від модуля адмітансу, що відповідає, наприклад, вимірюванню активної складової провідності $Y_A = 10^{-6}$ См на фоні домінуючої реактивної складової $Y_P = 10^{-5}$ См і навпаки – вимірюванню меншої реактивної складової $Y_P = 10^{-6}$ См при переважаючій активній $Y_A = 10^{-5}$. Результати моделювання показали високу ефективність алгоритмів корекції: похибки відкоректованих результатів вимірювання не перевищують 0,3% у діапазоні частот до 1МГц. Оперуючи відносними термінами, можна сказати, що застосування алгоритму корекції (7) дає можливість розширити діапазон робочих частот АПІН до $f=0,1 f_T$.

Як свідчать вирази (7), у реалізації алгоритмів корекції, окрім результатів вимірювання W_A і W_P беруть участь ще дві величини – $K_e = \alpha f_T / f$ і

$\tau_K = 2\pi C_K R_O$, які залежать від параметрів операційної схеми АПІН. Хоча ці величини на заданій частоті тестового сигналу та вибраному піддіапазоні вимірювання є сталими, їх точні значення залишаються невідомими. Проте їх визначення не вимагає додаткових вимірювальних операцій, адже можна скористатися результатами, одержаними при калібруванні вимірювального каналу за зразковим резистором R_K .

Прийmemo $R_K = R_O$, тоді $X_A = 1$ і $X_P = 0$, тоді передатна функція (1) набуває вигляду

$$W_A \{1;0\} + j W_P \{1;0\} = \frac{1}{1 + j(2 + j\tau_K) / K_e} = \\ = \frac{1 - \tau_K / K_e}{(1 - \tau_K / K_e)^2 + 4 / K_e^2} - j \frac{2 / K_e}{(1 - \tau_K / K_e)^2 + 4 / K_e^2}.$$

На основі цього виразу можна сформулювати систему двох рівнянь

$$\begin{cases} W_P \{1;0\} = -\frac{2 / K_e}{(1 - \tau_K / K_e)^2 + 4 / K_e^2}; \\ \frac{W_A \{1;0\}}{W_P \{1;0\}} = -\frac{1}{2 / K_e} + \frac{\tau_K}{2}, \end{cases}$$

розв'язання якої відносно невідомих K_e і τ_K дає

$$K_e^* = -\frac{W_P \{1;0\}}{2 [W_A^2 \{1;0\} + W_P^2 \{1;0\}]}, \\ \tau_K^* = \frac{2}{W_P \{1;0\}} [W_A \{1;0\} - (W_A^2 \{1;0\} + W_P^2 \{1;0\})]$$

Одержані результати можна розповсюдити на будь-яку іншу тестову частоту f чи піддіапазон вимірювання, вибір якого здійснюється зразковими резисторами R_O

$$K_e = K_e^* \frac{f^*}{f} \quad \text{і} \quad \tau_K = \tau_K^* \frac{f}{f^*} \frac{R_O}{R_O^*}.$$

Частоти f чи опори R_O відомі наперед із високою точністю, бо визначаються відповідно стабільністю частоти кварцового генератора імпульсів та підгонкою прецизійних резисторів. Тому точність встановлення значень K_e і τ_K залежить, в основному, від точності фазоквадратурного виділення складових комплексної напруги та їх вимірювання. Наведені на рис.3 графіки засвідчують значну стійкість розробленого алгоритму корекції до похибок визначення реальних параметрів K_e і τ_K операційної схеми “адмітанс-напруга”.

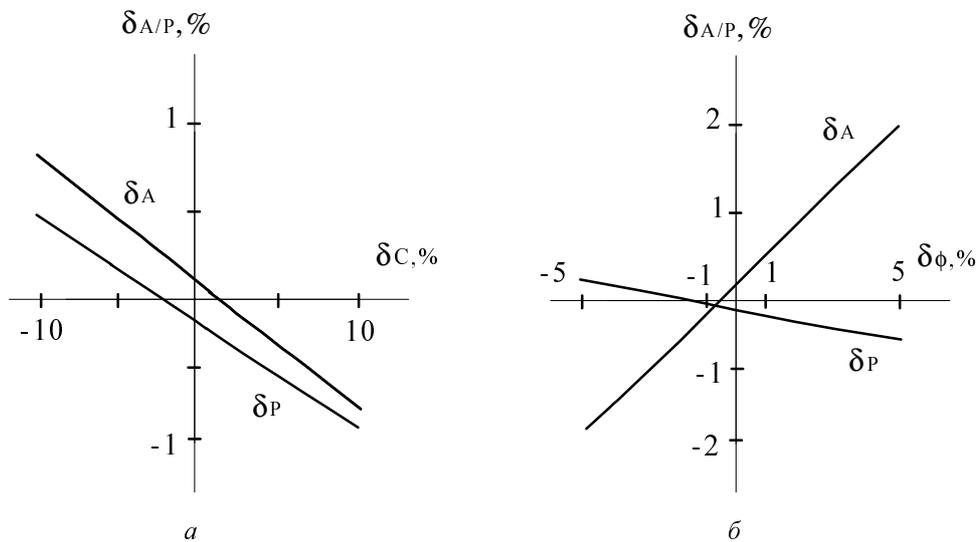


Рис. 3. Чутливість алгоритму корекції до похибок визначення величин K_e (а) і τ_K (б)

На точність фазоквадратурного виділення декартових складових вихідної напруги \dot{U}_x перетворювача “адмітанс-напруга” найбільший вплив мають паразитні фазові зсуви, для компенсації яких можна вдаватися до застосування відомого алгоритму [5], що передбачає вимірювання не лише квадратурних складових напруги \dot{U}_x , але і опорної \dot{U}_o (рис. 1). Якщо залишкові похибки виділення синфазної та квадратурної складових позначити через δ_1 і δ_2 , то у підсумку результат вимірювання складових адмітансу визначається виразами

$$N_A = Y_A R_o (1 + \varepsilon_A + \delta_1 + \delta_1 \delta_A);$$

$$N_P = Y_P R_o (1 + \varepsilon_P + \delta_1 + \delta_1 \delta_P);$$

де δ_A , δ_P і ε_A , ε_P – відносні похибки перетворювача “адмітанс-напруга” до (8) і після корекції (9).

Отже, застосування алгоритмів корекції є ефективним засобом зменшення динамічних похибок і роз-

ширення діапазону робочих частот аналогових вимірювальних перетворювачів і не потребує ускладнення їх схеми. Привабливість такого підходу особливо зростає у сучасних умовах, бо поєднує максимальну простоту апаратної реалізації вимірювача адмітансу з широким використанням комп’ютерної техніки.

1. Хома В.В. Створення та дослідження математичної моделі вимірювальних перетворювачів “імітанс-напруга” // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – №3. – С.75-79. 2. Хома В.В. Оптимізація динамічних властивостей активних вимірювальних перетворювачів смності в напругу // Методи та прилади контролю якості. – 1999. – №4. – С.72-75. 3. Хома В.В. Улучшение характеристик измерителей составляющих иммитанса для средств параметрического контроля полупроводниковых структур: Автореф. дис... канд. техн. наук. – Львов, 1989. 17 с. 4. Достал И. Операционные усилители. – М., 1982. 5. Гаврилюк М.О., Хома В.В. Цифрова корекція похибок вимірювачів імітансу // Вимірювальна техніка та метрологія. – 1999. – Вип. 54. – С.35-38.