

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621.317.77(088.8)

ВИМІРЮВАННЯ НЕЛІНІЙНОСТІ ФАЗО-ЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРИЧНОГО КОЛА

Асп. Рудик А. В.

При проходженні по електричному колу багаточастотного сигналу доводиться враховувати, що фазо-частотна характеристика кола (ФЧХ) нелінійна. Внаслідок цього спостерігається явище дисперсії, яке проявляється в спотворенні форми складного сигналу. В результаті наявності фазових спотворень відбувається зміщення в часі (уповільнення) центру групування багаточастотного сигналу (найбільш ефективно виявленої складової у спектрі вихідного сигналу), яке і виявляється найзручнішою мірою для оцінки фазових спотворень у багатьох приймальних та передаючих системах. Цей час зміщення має назву групового часу запізнення (ГЧЗ), позначається $t_{\text{тр}}$ та для кожної частоти визначається як похідна повної фази за частотою (рис.1).

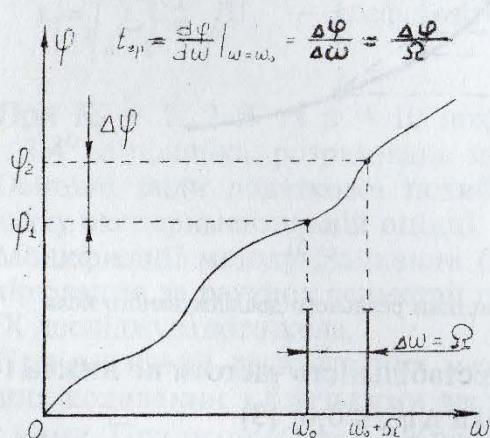


Рис. 1. До вимірювання ГЧЗ

Таким чином, ряд систем та пристрів може бути охарактеризований не ФЧХ $\varphi = f(\omega)$, а частотною характеристикою ГЧЗ $t_{\text{тр}} = F(\omega)$.

Для вимірювання ГЧЗ використовуються різні методи. В їх основі лежить передача досліджуваним колом (каналом) групового сигналу, який складається з декількох гармонічних напруг, та подальше визначення ГЧЗ для високочастотних складових сигналу за зсувом фази огинальної миттєвих значень напруги групового сигналу. Огинальна групового сигналу в процесі детектування перетворюється в низькочастотне коливання, яке характеризується різницею частотою, рівною різниці частот окремих складових групового сигналу. Таким чином, вимірювання ГЧЗ зводиться до вимірювання фазових зсувів між двома напругами низьких частот.

Вперше був запропонований метод з одним досліджуваним амплітудно-модульованим сигналом (АМС), так званий метод Найквіста [1]. Переважна більшість інших методів, запропонованих пізніше, є лише модифікацією методу з одним АМС, з яких можна виділити такі:

- а) метод з двома АМС (метод Яумана);
- б) метод з тричастотною амплітудною модуляцією (метод Рінга);
- в) метод з передаванням двох синусоїдальних сигналів та одного АМС;
- г) метод з самозбудженням схеми по колу модулювального сигналу (метод Уелла);
- д) метод з притисненою однією бокою або несучою спектральною складовою АМС (метод, запропонований В. Я. Суп'янном [2]).

Розглянемо похибки, що виникають при вимірюванні ГЧЗ за методом Найквіста.

Основна похибка вимірювання обумовлена похибкою вимірювача кута фазового зсуву та неідентичністю ФЧХ вимірювального та опорного каналів (похибками, які вносяться підсилювачами, детекторами та з'єднувальними шнурями).

Додаткова похибка спричиняється порушенням симетрії групового сигналу, нестабільністю модулювального генератора, паразитною модуляцією, безпосереднім проходженням модульованих сигналів через досліджуване коло, зв'язками між каналами, часовим коливанням фазових зсувів в допоміжних каналах, зміною рівнів напруг, що детектуються, нелінійними спотвореннями сигналу в досліджуваному колі.

Оцінимо величину найсуттєвіших складових додаткової похибки.

Асиметрія групового сигналу виникає тому, що частотам ω , $\omega + \Omega$ та $\omega - \Omega$ в загальному випадку належать різні коефіцієнти передачі (рис.2 а). Крім того, при нерівномірній ФЧХ (рис.2 б) в результаті відхилення від лінійності виникає додаткова похибка $\Delta \phi_0$ в визначені кута огинальної групового сигналу [4], $\phi_\omega = 0,5(\phi_1 - \phi_2) + \Delta \phi_0$, де

$$\Delta \phi_0 = \arctg \left\{ [(\Delta K_2 - \Delta K_1)/(\Delta K_2 + \Delta K_1)] * \tg [0,5(\phi_1 + \phi_2) - \phi_0] \right\}, \quad (1)$$

ΔK_1 та ΔK_2 — коефіцієнти, які враховують відміну коефіцієнтів передачі K_1 та K_2 для складових з боковими частотами $\omega - \Omega$ та $\omega + \Omega$.

При наявності нерівномірностей амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) та ФЧХ до 3% похибка $\Delta \phi_0 \leq 0,2^\circ$.

Величину фазової похибки, що виникає через нестабільність частоти модулювального генератора, можна знайти з співвідношення [3]:

$$\Delta \phi_\omega = \gamma_\omega \left\{ [\Delta(\omega - \Omega)]/(\omega - \Omega) + [\Delta(\omega + \Omega)]/(\omega + \Omega) \right\}, \quad (2)$$

де γ_ω — крутість ФЧХ досліджуваного кола.

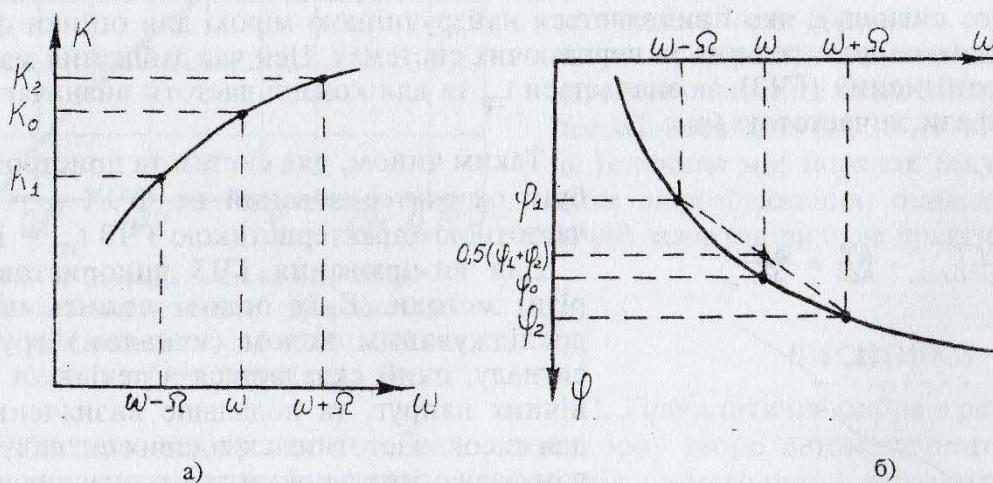


Рис.2. Амплітудно-частотна (а) та фазо-частотна (б) характеристики реального досліджуваного кола

Якщо за час зняття частотної характеристики ГЧЗ нестабільність частоти не нижча 10^{-4} , то при добротності досліджуваного кола $Q \leq 50$ похибка $\Delta \phi_\omega \leq 0,6^\circ$ [3].

Додаткова похибка за рахунок паразитної модуляції виникає в тих випадках, коли на ділянках з різкою зміною ГЧЗ при основній амплітудній модуляції важко звільнитися від паразитної частотної модуляції, або навпаки. Для зменшення паразитної модуляції доцільно знижувати частоту модулювальної напруги.

При безпосередньому проходжені модульованих сигналів по досліджуваному колу виникають помилки по фазі через комбінаційні складові, які можна розділити на два види:

1) помилки в результаті комбінаційних складових, що співпадають по частоті з корисним сигналом $2\Omega = \pm p(\omega + \Omega) \pm q(\omega - \Omega)$, але відрізняються від нього по фазі $\Delta \phi = \phi_1 - \phi_2 \neq p\phi_1 \pm q\phi_2$;

2) помилки за рахунок наявності гармонік корисного сигналу в вихідній напрузі з частотою $2\alpha\Omega$ та фазою $\alpha(\phi_1 - \phi_2)$, причому $p = q = \alpha$. Перший вид помилок залежить лише від ступеня поліному, який апроксимує характеристику нелінійного елемента ($p + q \leq n_{max}$) та не залежить від смуги пропускання навантаження детектора. Другий вид помилок залежить як від ступеня поліному, так і від смуги пропускання навантаження детектора, оскільки гармоніки сигналу необхідно подавити фільтром низьких частот. Максимальна помилка по фазі в першому випадку визначається співвідношенням [3]:

$$(\Delta \phi_{2\Omega})_{max} \approx K_{p,q} a_{p+q} a_2^{-1} (U_1 U_2)_{max}^{\xi-1}, \quad (3)$$

де $\xi = p \approx q$ — цілі числа; $K_{p,q} = (p+q)!/(p!q!2^{p+q-1})$ — коефіцієнт, що залежить від значень p та q ; a_{p+q} та a_2 — коефіцієнти розкладання характеристики нелінійного елементу в

ступеневий ряд виду $i = \sum_{k=0}^n a_k U^k$; U_1 та U_2 — амплітуди напруг, що діють на нелінійний елемент детектора.

Максимальна помилка по фазі, що виникає за рахунок спектральних складових, кратних по частоті 2Ω , визначається співвідношенням [3]:

$$(\Delta \varphi_{2\alpha\Omega})_{\max} \approx K_p K_u a_\alpha a_2^{-1} (U_1 U_2)_{\max}^{\alpha-1}, \quad (4)$$

де K_u — коефіцієнт передачі фільтра детектора на частоті $2\alpha\Omega$.

Як показано в [3], при наявності нерівномірності АЧХ досліджуваного кола 60 dB, $K_u = -25$ dB та $(U_1 U_2)_{\max} = 0,5$ В $(\Delta \varphi_{2\Omega})_{\max} \approx (\Delta \varphi_{2\alpha\Omega})_{\max} \leq 0,573^\circ$.

Кінцевим пристроєм у вимірювачах даного типу переважно є фазовий індикатор. При використанні в якості кінцевих пристрій тригерних фазометрів нелінійні спотворення інформаційного сигналу у досліджуваному колі призводять до зсуву точок переходу через нуль в спотвореній синусоїді відносно цих точок в основній гармоніці (опорному сигналі), що може привести до значних помилок вимірювання. У випадку однонапівперіодного тригерного фазометра максимальна помилка вимірювання визначається співвідношенням [3]:

$$\Delta \varphi_{\max} \leq \arctg \sqrt{n-1} K_f. \quad (5)$$

У випадку двохнапівперіодного тригерного фазометра — співвідношенням [3] :

$$\Delta \varphi_{\max} \leq \arctg (n-1) K_f, \quad (6)$$

де $k_f = \sqrt{\sum_{m=2}^n U_m^2} / U_1$ — коефіцієнт нелінійних спотворень; n — найбільший номер гармоніки.

При $K_f = 1\dots2\%$ та $n = 10$ похибка, розрахована за формулою (5), лежить в межах $1,7\dots3,4^\circ$, а похибка, розрахована за формулою (6) в межах $0,05\dots0,2^\circ$.

Основні види додаткової похибки, згадані вище, підлягають в кожному окремому випадку експериментальній оцінці.

Модифікації методу Найквіста (а-г) використовувались з метою зменшення похибки вимірювання за рахунок асиметрії групового сигналу в результаті нерівномірності АЧХ та ФЧХ досліджуваного кола.

При реалізації двочастотних методів [2] на досліджуване коло подається два гармонійних коливання з близькими частотами (рис.1) з високою стабільністю миттєвої фази між ними. При цьому $\Omega \ll \omega_0$. Крім того, при $\Omega = \text{const}$ величина ω_0 повинна змінюватися в широкому діапазоні для отримання залежності $t_{rp} = F(\omega)$. Звичайно такий випробувальний сигнал формують за допомогою балансних або кільцевих модуляторів [4]. На порівняно низьких частотах, коли ω_0 лежить в межах 1...200 кГц, притиснення бокової стає складною задачею, яка розв'язується з використанням систем фазової синхронізації. Це суттєво ускладнює пристрій та знижує точність вимірювання ГЧЗ. Тому у вказаному діапазоні задача формування двочастотного сигналу може бути розв'язана за допомогою параметричних електромеханічних перетворювачів [5].

Для виключення похибки через неідентичність ФЧХ вимірювального та опорного каналів при знятті залежності $t_{rp} = F(\omega)$ в діапазоні частот можна використовувати метод комутації досліджуваного кола. Цей метод полягає в тому, що при відключеному досліджуваному колі знімається різнична характеристика ГЧЗ вимірювального та опорного каналів $t_{rp1}(\omega)$, потім підключається досліджуване коло та знімається характеристика $t_{rp2}(\omega)$, а характеристика ГЧЗ досліджуваного кола визначається як різниця цих двох характеристик: $t_{rp}(\omega) = t_{rp2}(\omega) - t_{rp1}(\omega)$.

Для виключення відзначених вище похибок пропонується вимірювач ГЧЗ з параметричним перетворювачем у двох каналах та періодичною комутацією досліджуваного кола (рис.3).

Пристрій працює таким чином. При деякій величині напруги генератора пилкоподібної напруги 1 сигнал на виході керованого генератора 2 можна записати у вигляді $U_2(t) = U_m \cos \omega t$. Ця напруга подається на ротор 5 синусно-косинусного обертового трансформатора (СКОТ) 4, який механічно з'єднаний з електродвигуном 3. В результаті

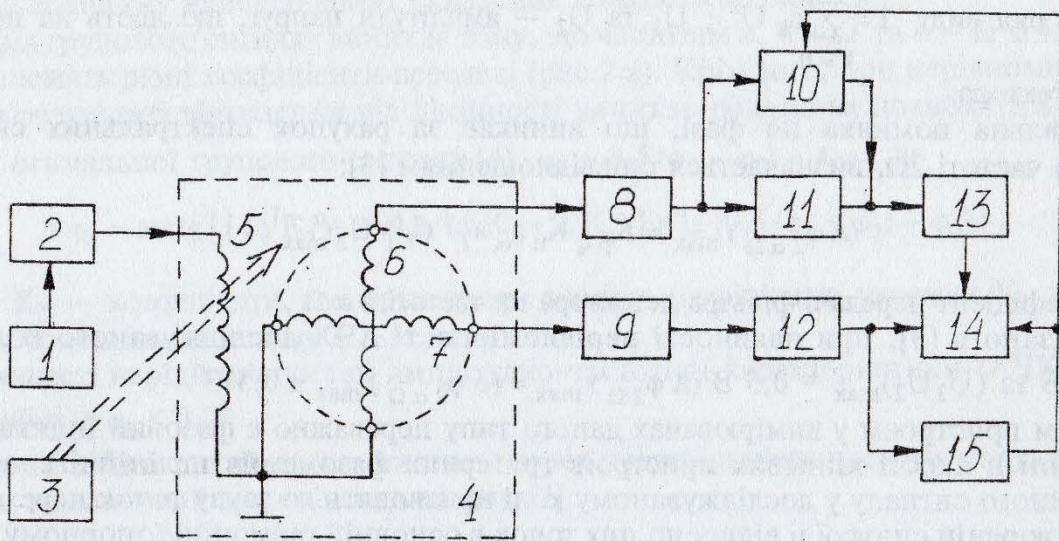


Рис. 3. Структурна схема вимірювача ГЧЗ з параметричним перетворювачем у двох каналах

обертання ротора з кутовою швидкістю Ω взаємні індуктивності між статорними та роторною обмотками СКОТ змінюються в часі та дорівнюють $M_1(t) = M \cos \Omega t$ та $M_2(t) = M \sin \Omega t$, тому що статорні обмотки 6 та 7 СКОТ 4 зсунуті у просторі на кут 90° . Струм в роторній обмотці 5 при живленні її від джерела напруги буде дорівнювати $i_5(t) = (U_m / \omega L) \sin \omega t$. Оскільки $\Omega \ll \omega$, то можна захтувати нерівністю амплітуд спектральних складових і е. р. с., наведені в статорних обмотках 6 та 7, будуть дорівнювати:

$$U_6(t) = d[M_1(t)i_5(t)]/dt = A \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \phi_{1k}] + \cos[(\omega + \Omega)t + \phi_{2k}] \}; \quad (7)$$

$$U_7(t) = d[M_2(t)i_5(t)]/dt = A \{ \sin[(\omega + \Omega)t + \phi_{2c}] - \sin[(\omega - \Omega)t + \phi_{1c}] \}, \quad (8)$$

де L — індуктивність роторної обмотки 5 СКОТ 4; $A = U_m M / (2L)$ — амплітуда напруги на вході підсилювачів 8 та 9; $\phi_{1k}, \phi_{2k}, \phi_{1c}, \phi_{2c}$ — початкові фази е. р. с. гармонік косинусної 6 та синусної 7 обмоток СКОТ 4 відповідно.

Напруга в опорному каналі (на виході амплітудного детектора 12, що працює у квадратичному режимі) при умові, що коефіцієнти передачі узгоджуючих підсилювачів 8 та 9 на частотах $\omega - \Omega$ та $\omega + \Omega$ змінюються незначно та $K(\omega - \Omega) = K(\omega + \Omega) = K_o$, має вигляд:

$$U_{12}(t) = 0,5 A^2 K_o^2 a_2 R_H \cos[2\Omega t + \Delta \phi_c + \Delta \phi_9 + \Delta \phi_{12}], \quad (9)$$

де R_H — опір навантаження детектора; $\Delta \phi_c = \phi_{2c} - \phi_{1c}$;

$\Delta \phi_9 = \phi_9(\omega + \Omega) - \phi_9(\omega - \Omega)$ — фазовий зсув, що вноситься узгоджуючим підсилювачем 9;

$\Delta \phi_{12} = \phi_{12}(\omega + \Omega) - \phi_{12}(\omega - \Omega)$ — фазовий зсув, що вноситься амплітудним детектором 12.

Напруга з виходу узгоджувального підсилювача 8 подається на вхід електронного ключа 10 та на вхід досліджуваного кола 11. При розімкненому електронному ключі 10 напруга у вимірювальному каналі (на виході амплітудного детектора 13, що працює в квадратичному режимі) має вигляд (за умови, що коефіцієнт передачі досліджуваного кола 11 на частотах $(\omega - \Omega)$ та $(\omega + \Omega)$ змінюється незначно і $K_{11}(\omega - \Omega) = K_{11}(\omega + \Omega) = K$):

$$U_{13}^1(t) = 0,5 A^2 K_o^2 K^2 a_2 R_H \cos[2\Omega t + \Delta \phi_k + \Delta \phi_8 + \Delta \phi_{13} + \Delta \phi_{11}], \quad (10)$$

де $\Delta \phi_k = \phi_{2k} - \phi_{1k}$; $\Delta \phi_8 = \phi_8(\omega + \Omega) - \phi_8(\omega - \Omega)$ — фазовий зсув, що вноситься узгоджуючим підсилювачем 8; $\Delta \phi_{11} = \phi_{11}(\omega + \Omega) - \phi_{11}(\omega - \Omega)$ — фазовий зсув, що вноситься досліджуваним колом 11;

$\Delta \phi_{13} = \phi_{13}(\omega + \Omega) - \phi_{13}(\omega - \Omega)$ — фазовий зсув, що вноситься амплітудним детектором 13.

При замкненому електронному ключі 10 напруга на виході амплітудного детектора 13 буде дорівнювати:

$$U_{13}^2(t) = 0,5 A^2 K_0^2 a_2 R_h \cos [2\Omega t + \Delta \varphi_k + \Delta \varphi_8 + \Delta \varphi_{13}]. \quad (11)$$

Напруга $U_{12}(t)$ у формувачі комутувальних імпульсів 15 перетворюється в прямокутні імпульси, тривалість напівперіоду яких дорівнює $0,5 T_k = 0,5 N T_{2\Omega} = 0,5 \pi N / \Omega$, де N — коефіцієнт ділення подільника частоти у формувачі комутувальних імпульсів 15.

Комутувальні імпульси, тривалість яких $0,5 T_k > T_\Omega$, подаються на електронний ключ 10 та на керувальний вхід фазового індикатора 14. У перший напівперіод комутації фазовий індикатор вимірює кут фазового зсуву між напругами $U_{12}(t)$ та $U_{13}^1(t)$, рівний:

$$\Phi_{\text{вим1}} = \Delta \varphi_k + \Delta \varphi_8 + \Delta \varphi_{11} + \Delta \varphi_{13} - \Delta \varphi_c - \Delta \varphi_9 - \Delta \varphi_{12}, \quad (12)$$

а у другий напівперіод — фазовий зсув між напругами $U_{12}(t)$ та $U_{13}^1(t)$

$$\Phi_{\text{вим2}} = \Delta \varphi_k + \Delta \varphi_8 + \Delta \varphi_{13} - \Delta \varphi_c - \Delta \varphi_9 - \Delta \varphi_{12}. \quad (13)$$

У фазовому індикаторі сигналом керування з формувача комутувальних імпульсів 15 встановлюється режим віднімання результатів вимірювання, при цьому результат вимірювання за період комутувальних імпульсів:

$$\Phi_{\text{вим}} = \Phi_{\text{вим1}} - \Phi_{\text{вим2}} = \Delta \varphi_{11} (\omega + \Omega) - \Delta \varphi_{11} (\omega - \Omega), \quad (14)$$

а ГЧЗ визначається з такого співвідношення:

$$t_{\text{тр}}(\omega) = \Phi_{\text{вим}} / 2\Omega = [\Delta \varphi_{11} (\omega + \Omega) - \Delta \varphi_{11} (\omega - \Omega)] / 2\Omega = \Delta \varphi_{11} (\omega) / 2\Omega. \quad (15)$$

Таким чином, в запропонованому вимірювачі ГЧЗ спрощується формування двочастотних сигналів в каналах з малою та стабільною різницею частотою $2\Omega \ll \omega$, що збільшує точність вимірювання ГЧЗ. За рахунок періодичної комутації досліджуваного кола виключається похибка через неідентичності ФЧХ вимірювального та опорного каналів і нестабільності частоти модуляції Ω . Пристрій може бути використаний у діапазоні відносно низьких частот 1...200кГц (оскільки частота обертання ротора становить декілька Гц, що дозволяє вимірювати нелінійності ФЧХ вузькосмугових електрических кіл з крутими ФЧХ).

ЛІТЕРАТУРА

1. N. Nyquist, S. Brand. Measurement of Phase Distortion, BSTJ, 1930, N1.
2. А. с. 177974 СССР. Способ измерения идентичности фазовых характеристик четырехполюсников / Сульян В.Я. // Бюл. изобр. — 1966. — № 2.
3. Сульян В. Я. О точности измерения нелинейности фазовой характеристики. Томск: Издат. Томского ун-та. — Т. 7. — 1972. — С. 123—130.
4. Соловьев Н. Н. Измерительная техника в проводной связи. Ч.3. — М.: Связь, 1971. — 304с.
5. Сульян В. Я., Сульян А. В., Рудик А. В. Параметрическое преобразование информации в фазоизмерительной технике. Ровно, 1994. — 98с.

Кафедра радіотехніки

УДК 621.307

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ ЗАЛЕЖНОСТІ ІМПЕДАНСУ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

**Докт. техн. наук, проф. Осадчук В. С., канд. техн. наук, доц. Яремчук В. Ф.,
Кравчук Н. С., канд. техн. наук, доц. Носолюк В. М.**

Дослідження температурної нестабільноті транзисторів викликає велику зацікавленість спеціалістів в першу чергу як засіб покращення наявних приладів. Разом із тим, висока чутливість імпедансу до зміни температури навколошнього середовища може бути використана при побудові широкого класу вимірювальних перетворювачів [1], що дозволяє розв'язати цілий ряд проблем, пов'язаних з точністю, чутливістю, тобто використати їх як функціональні конвертори імпедансу (ФКІ). Останні являють собою чотириполюсник,