

Л. Д. ОГОРОДНІЙЧУК

ВИКОРИСТАННЯ ПОДВІЙНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЧАСТОТИ В НВЧ-ФАЗОМЕТРІЇ

Схеми з подвійним перетворенням частоти (ППЧ) застосовуються як у фазометрах високої частоти [1, 2], так і у вимірювачах комплексних коефіцієнтів передачі надвисокочастотних (НВЧ) чотириполюсників як пристрої зміщення частоти [3]. Вони забезпечують широкий діапазон частот пристроїв, перенос вимірювань на постійну частоту, що дозволяє вимірювати параметр з меншою похибкою.

У фазометрії НВЧ питання діапазонності і точності актуальні, тому викликає інтерес аналіз схеми фазометра НВЧ з ППЧ для визначення її основних характеристик.

Основні співвідношення

Симетричний варіант схеми фазометра НВЧ, зображеного на рис. 1, має три канали: два вхідних та один загальний. Сигнали НВЧ, що надходять на два входи приладу і різниця фаз $\varphi_2 - \varphi_1$ між якими вимірюється, мають вигляд

$$E_1 = E_{m1} \cos [\omega(t) t + \varphi_1]; \quad (1)$$

$$E_2 = E_{m2} \cos [\omega(t) t + \varphi_2], \quad (2)$$

де 1, 2 — індекси, що відповідають верхньому та нижньому каналам;

E , E_m — миттєве значення та амплітудна величина електричної складової напруженості електромагнітного поля;

ω — змінна частота;

φ — фазовий кут.

На входи перетворювача 3, еквівалентна схема якого зображена на рис. 2, надходить сигнал (2) та від гетеродина 4 сигнал

$$E_r = E_{mr} \cos (\omega_r t + \varphi_r). \quad (3)$$

Для аналізу вольт-амперну характеристику детектора перетворювача апроксимуємо експоненціальною залежністю [4, 5]

$$i = i_0 (e^{au} - 1), \quad (4)$$

де

$$\begin{aligned} i & \text{ — струм детектора НВЧ;} \\ i_0, a & \text{ — параметри експоненти;} \\ u & = u_2 + u_r + u_k + u_0, \end{aligned} \quad (5)$$

u, u_2, u_r, u_k, u_0 — миттєві значення напруг, що діють на перетворювач: загальної, сигналу, гетеродина, комбінаційних частот та постійної.

Використовуючи функції Бесселя $I(x)$ від уявного аргумента X при розкладанні (4) та враховуючи, що комбінаційні частоти беруть участь у перетворенні, виведемо формулу

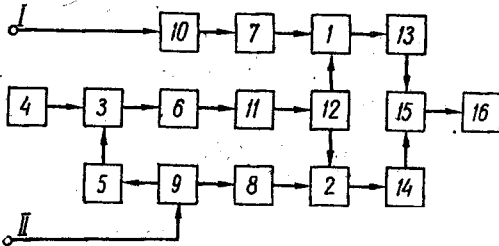


Рис. 1. Схема фазометра НВЧ з подвійним перетворенням частоти:

1-3 — перетворювачі; 4 — гетеродин; 5-8 — фільтри низьких частот; 9, 12 — подільники НВЧ; 10 — компенсатор подільника; 11 — підсилювач НВЧ; 13, 14 — фільтри високих частот; 15 — фазовимірний пристрій; 16 — індикаторний пристрій.

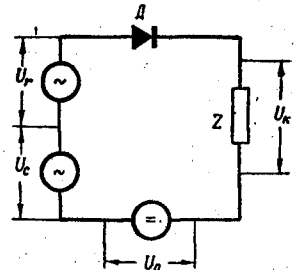


Рис. 2. Еквівалентна схема перетворювача.

для напруги комбінаційних частот u_k на навантаженні Z перетворювача

$$\begin{aligned} u_k = & \frac{2i_0 Z e^{au_0} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_i(aU_{m2}) \cdot I_n(aU_{mr})}{1 + ai_0 Z e^{au_0} I_0(aU_{m2}) I_0(aU_{mr})} \times \\ & \times \cos \{ [n\omega_r + i\omega(t)] t + \Phi_{rn} + \Phi_{2i} \}, \end{aligned} \quad (6)$$

де U_m — амплітудна величина відповідного сигналу НВЧ.

Із співвідношення (6) випливає, що рівень комбінаційних частот зменшується при збільшенні абсолютної величини індексів i, n та зменшенні навантаження Z до нуля для шкідливих частот. Напряга комбінаційної частоти, що відповідає індексам $i = n = 1$, є напругою проміжної частоти u_0 і має вигляд

$$u_0' = U_{m0}' \cos \{ [\omega_r + \omega(t)] t + \Phi_r + \Phi_2 \}, \quad (7)$$

де U_{m0}' — амплітуда, що виражається співвідношенням

$$U_{m0}' = \frac{2i_0 Z e^{au_0} I_1(aU_{m2}) I_1(aU_{mr})}{1 + ai_0 Z e^{au_0} I_0(aU_{m2}) I_0(aU_{mr})}. \quad (8)$$

Сигнал НВЧ (7), що проходить через загальний канал з коефіцієнтом передачі k_0 і надходить як сигнал гетеродина на перетворювачі 1, 2, має вигляд

$$u_0 = U_{m0} \cos \{ [\omega_r + \omega(t)] t + \varphi_r + \varphi_2 + \varphi_0 \}, \quad (9)$$

де $U_{m0} = U'_{m0} K_0$ — амплітуда сигналу;

φ_0 — фазовий кут, на який збільшується фаза за рахунок проходження сигналом загального каналу.

На перетворювачі 1, 2 надходять також вхідні сигнали (1) і (2). Корисними після перетворення є сигнали НВЧ з різницевою комбінаційною частотою ($i = -1, n = 1$)

$$u_{p1} = U_{mp1} \cos (\omega_r t + \varphi_r + \varphi_0 + \varphi_2 - \varphi_1), \quad (10)$$

$$u_{p2} = U_{mp2} \cos (\omega_r t + \varphi_r + \varphi_0), \quad (11)$$

де u_{p1}, u_{p2} — миттєві значення проміжної частоти на виходах перетворювачів 1, 2;

U_{mp1}, U_{mp2} — їх амплітуди, що мають вигляд

$$U_{mp1} = \frac{2i_0 Z e^{a u_0} I_1(a U_{m0}) I_1(a U_{m1})}{1 + a i_0 Z e^{a u_0} I_0(a U_{m0}) I_0(a U_{m1})}, \quad (12)$$

$$U_{mp2} = \frac{2i_0 Z e^{a u_0} I_1(a U_{m0}) I_1(a U_{m2})}{1 + a i_0 Z e^{a u_0} I_0(a U_{m0}) I_0(a U_{m2})}. \quad (13)$$

Із співвідношень (10)—(13) випливає, що частота вихідних сигналів незмінна; фазові співвідношення між вхідними сигналами повністю зберігаються; сигнали з ЧМ, ФМ чи АМ в одному каналі проходять схему з ППЧ без спотворення спектра сигналів; на величини амплітуд проміжної частоти впливають параметри перетворювачів.

Для зменшення похибок за рахунок схеми ППЧ необхідно забезпечити: 1) постійність амплітуди сигналів на виходах загального каналу; 2) ідентичність та широкодіапазонність перетворювачів 1, 2, використовуючи П- та Н-подібні хвилеводи. Діапазонність перетворювачів можна довести до 40% [7].

Невеликий рівень вихідних сигналів вимагає, щоб фазовимірвальний пристрій (ФВП) використовував майже всю їх потужність. Такими ФВП можуть бути подвійні хвилевідні мости (ПХМ), точність вимірювання фази якими на незмінній частоті досягає 1° [8]. Можна показати, що при використанні двох ПХМ для ФВП на випадок квадратичних характеристик чотирьох детекторів, однакової їх чутливості та зв'язку з хвилеводами на виходах детекторів є сигнал, який складається із постійної та змінної частин. Якщо ці сигнали попарно скласти, то на пластини електронно-променевої трубки (ЕПТ) індикатора надходять сигнали

$$u_x = \beta U_{mp1} U_{mp2} \cos (\varphi_2 - \varphi_1), \quad (14)$$

$$u_y = \beta U_{mp1} U_{mp2} \sin (\varphi_2 - \varphi_1), \quad (15)$$

де β — коефіцієнт.

Під впливом напруг (14) і (15) на екрані ЕПТ виникає зміщена від його центра світла точка, кутове положення якої визначає вимірювальний фазовий кут φ_v , а відстань R від центра пропорційна добутку амплітуд (12), (13) сигналів (14) і (15). Дійсно,

$$R = \sqrt{u_x^2 + u_y^2} = \beta U_{mp1} U_{mp2}; \quad (16)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_v = \frac{u_y}{u_x} = \operatorname{tg} (\varphi_2 - \varphi_1), \quad (17)$$

звідки

$$\varphi_v = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (18)$$

Величини (16) і (18) однозначно визначають комплексний коефіцієнт передачі досліджуваного чотириполосника НВЧ.

Значний інтерес викликає несиметричний варіант схеми з ППЧ, зображеної на рис. 3,

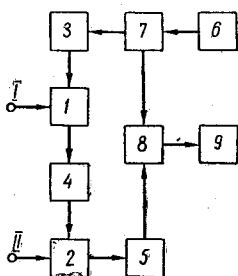


Рис. 3. Несиметрична схема фазометра НВЧ з подвійним перетворенням частоти:

1, 2 — перетворювачі; 3–5 — фільтри; 6 — гетеродин; 7 — подільник потужності; 8 — фазовимірювальний пристрій; 9 — індикаторний пристрій.

в якій опорним сигналом для одного із перетворювачів може бути сам сигнал гетеродина, а опорним сигналом для другого перетворювача слід використати один із вхідних сигналів. Це дасть змогу не ставити підсилювач НВЧ між перетворювачами.

Визначення основних похибок

У схемі з ППЧ (рис. 1) основні похибки виникають за рахунок неловного фільтрування шкідливих комбінаційних частот та наявності відбиття. Похибка $\Delta\varphi_k$ за рахунок дії шкідливих комбінаційних частот може бути визначена за співвідношенням

$$\Delta\varphi_k = \operatorname{arctg} \frac{U_{mk} \sin \theta_k}{U_{mc} + U_{mk} \cos \theta_k}, \quad (19)$$

де U_{mk} — амплітуда комбінаційної частоти;

U_{mc} — амплітуда сигналу;

θ_k — кут між векторами сигналу та шкідливої комбінаційної частоти.

При невеликому значенні $\Delta\varphi_k$ та при $\theta_k = 90^\circ$ співвідношення (19) спрощується

$$\Delta\varphi_k \approx \frac{U_{mk}}{U_{mc}}. \quad (20)$$

Співвідношення (20) визначає найбільше значення похибки, і з ним визначають величину коефіцієнта фільтрації шкідливих компонентів фільтрами, щоб забезпечити похибки, що не перевищують допустимі. Так, НВЧ сигнал гетеродина, який має частоту вихідних сигналів та велику потужність по відношенню до них, найшкідливіший. Він знешкоджується фільтром *b* з коефіцієнтом знешкодження 80—100 *дб* (з урахуванням динамічного діапазону фазометра). Комбінаційні частоти також знешкоджуються фільтрами *6, 13, 14* з коефіцієнтом фільтрації 50—60 *дб*, фільтри *5, 8, 9* сприяють зменшенню інтенсивності частот на 40—50 *дб*, а подільник потужності *12* забезпечує розв'язку між каналами приблизно на 50 *дб*. Загальна похибка за рахунок впливу сигналів шкідливих частот та впливу між каналами може бути доведена до 1°.

Найбільша похибка за рахунок відбиття створюється перетворювачами. Якщо коефіцієнт відбиття від входів та виходу загального шестиполосника $\Gamma = 0,15$, то похибка $\Delta\varphi_r$, знайдена за формулою [9]

$$\Delta\varphi_r \approx \pm \arctg \Sigma |\Gamma_i| |\Gamma_k|, \quad (21)$$

дорівнює $\pm 3,5^\circ$.

Загальна похибка НВЧ частини фазометра приблизно дорівнює 4—4,5°. Якщо схема повністю симетрична і добре настроєна, похибку можна зменшити.

Чутливість та динамічний діапазон

Найбільша потужність НВЧ, яка може подаватися на детектори ФВП при збереженні характеристик детекторів квадратичними, дорівнює $5 \cdot 10^{-5}$ *вт* [10]. Ця потужність також є найбільшою, яку може забезпечити схема рис. 1 на вході ФВП. Найменша потужність визначається похибкою, яка допускається за рахунок впливу шумів у схемі і може бути визначена за формулою [11]

$$\frac{u_c}{u_{ш}} = \frac{PM}{\sqrt{4kT\Delta f}}, \quad (22)$$

де *P* — потужність сигналу, поглинута детектором;

M — добротність кристалічного детектора, що вибирається в межах 50—100;

k — стала Больцмана;

T — абсолютна температура;

Δf — смуга пропускання підсилювача.

Формулу (22), беручи до уваги (20), можна звести до виду

$$P = \frac{\sqrt{4kT\Delta f} \cdot 57,3}{M\Delta\varphi}. \quad (23)$$

При $\Delta\varphi = 1^\circ$; $M = 75$; $4kT = 1,6^\circ \cdot 10^{-20}$ *вт/гц*; $\Delta f = 10^5$ *гц* обчислена найменша потужність $P_{\min} = 3,1 \cdot 10^{-8}$ *вт* з урахуванням різних видів втрат (приблизно 10—15 *дб*) характеризує чутливість фазометра. За знайденими рівнями потужності знаходимо динамічний діапазон, який становить приблизно 15—20 *дб*.

Висновки

1. Схеми з ППЧ повністю придатні для використання їх у фазометрах НВЧ та інших пристроях. Вони відрізняються від інших схем можливістю розширення частотного діапазону та перетворення його у фіксовану частоту без спотворення фазових зсувів.

2. Схема рис. 3 може мати в одному каналі (від гетеродина) сталу за рівнем потужність, що дозволяє використовувати її у вимірювачах комплексних коефіцієнтів передачі НВЧ чотириполосників.

3. У ретельно відстроєній схемі рис. 1 загальна похибка вимірювання фази може бути доведена до 3—4°.

ЛІТЕРАТУРА

1. Бонч-Бруевич А. М., Широков В. И., Некоторые вопросы фазовых измерений, Журнал технической физики, 1955, 25, № 10, 1825.

2. Вишенчук И. М., Котюк А. Ф., Мизюк Л. Я., Электронемеханические и электронные фазометры, М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.

3. Ясинский В. Л., Анализ погрешностей измерителя комплексного коэффициента передачи с двойным преобразованием частоты, Вестник КПИ, № 2, серия радиотехники, Изд-во КГУ, 1965.

4. Рубин С. Б., Некоторые теоретические вопросы работы фазометра на СВЧ, Радиотехника и электроника, 1961, № 1.

5. Гуткин Л. С., Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, М.—Л., Госэнергоиздат, 1953.

6. Михрин Л. М., Исследование возможности уменьшения мощности гетеродина при подаче смещения на кристаллические диоды смесителя, Информационно-справочный листок, 1964, № 01 759, 3.

7. Chasgran I., Tenenholz R., Recent advances in microwave mixers, IRE Int. Conv. Rec., 1961, March 20—23, vol. 9, pt. 3, p. 139.

8. Лайхтман И. Б., Некоторые вопросы работы фазового дискриминатора в диапазоне СВЧ. Научные доклады высшей школы. Радиотехника и электроника, 1958, № 4, 146.

9. Бова Н. Т., Каплан Э. Н., Лайхтман И. Б., Расчет одной линии с произвольным числом сосредоточенных неоднородностей, Известия вузов СССР — Радиотехника, 1962, V, № 3, 376.

10. Тишер Ф., Техника измерений на сверхвысоких частотах, М., ГИФМЛ, 1963.

11. Гинзтон Э., Измерения на сантиметровых волнах, М., ИЛ, 1960.

L. D. OGORODNIYCHUCK

USING OF THE DOUBLE FREQUENCY CONVERTING FOR MICROWAVE PHASE MEASURING

Summary

Two schemes of the microwave phasemeter with double frequency converting are described in this article. The fundamental mathematical correlations are brought for them. The problem of the errors and the dynamic range is discussed. The possibility of the utilization of these schemes for microwave phase measuring is shown.