

В. Ф. Граняк¹
В. В. Кухарчук¹

КОМПЕНСАЦІЙНИЙ МЕТОД ТА ЗАСІБ ВИМІРЮВАННЯ РІЗНИЦІ ФАЗ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ СИГНАЛІВ

¹Вінницький національний технічний університет

Запропоновано компенсаційний метод вимірювання різниці фаз високочастотних сигналів, який ґрунтується на використанні смугового несиметричного хвилеводу, шляхом зміни еквівалентної діелектричної проникності та засіб вимірювання різниці фаз, що його реалізує.

Ключові слова: смуговий несиметричний хвилевід, різниця фаз, відносна діелектрична проникність, зміщення фази.

Вступ

З подальшим розвитком систем передачі даних зростає необхідність регулярних вимірювань багатьох параметрів і характеристик каналів зв'язку, електричних кіл і сигналів. Одночасно з цим зростають і вимоги до їх точності, діапазону вимірюваних величин, чутливості і швидкодії засобів вимірювання. При чому забезпечення цих вимог при побудові засобів вимірювання зазначених параметрів є одним із ключових напрямків підвищення стійкості та надійності роботи каналів зв'язку, серед яких засоби вимірювання параметр фазового зсуву посідають одне з чільних місць [1—3]. А так як кут зсуву фаз зазвичай представляється у вигляді різниці фаз інформативного та опорного сигналів [2, 3], то задача вимірювання фазового зсуву зводиться до задачі вимірювання різниці фаз між двома електромагнітними сигналами.

Особливо гостро питання підвищення точності вимірювання різниці фаз стоїть при необхідності вимірювання даного параметра для гармонічних сигналів ВЧ діапазону (діапазон метрових та дециметрових хвиль), що широко використовується у системі зв'язку. Про те для згаданого діапазону частот застосування класичного методу перетворення різниці фаз у часовий інтервал з його подальшим квантуванням є дуже обмеженим граничною частотою пропускання електронних компонентів вимірювального каналу [2, 3]. Тож розробка нових методів, що дали б змогу підвищити точність вимірювання різниці фаз гармонічних сигналів ВЧ діапазону є важливою науковою задачею, що потребує додаткового вивчення.

Постановка задачі

Як показано у роботі [3], перспективним з точки зору вимірювання різниці фаз ВЧ сигналів є компенсаційні методи вимірювання. Проте, використання цих методів у першу чергу обмежується відсутністю високочастотних фазообертачів, що мали б достатню чутливість до зміни керувального параметра, забезпечували б необхідний діапазон зміни кута фазового зсуву інформативного сигналу та були б значною мірою інваріантними до зовнішніх неінформативних параметрів. Ще однією проблемою є забезпечення мінімальної зони нечутливості при індикації фазового збігу інформативної та опорної хвилі. Тож, виходячи зі сказаного, можна зробити висновок, що задача розробки компенсаційного методу вимірювання різниці фаз електромагнітних сигналів ВЧ діапазону та високочастотного засобу, побудованого на його основі, може бути розділена на дві підзадачі, а саме: розробку фазообертача, який би задовольняв сформульованим вище вимогам та розробку схеми аналогового компаратора різниці фаз, що давав би змогу ідентифікувати фазовий збіг інформативного та опорного ВЧ сигналів з мінімальною зоною нечутливості.

Аналіз шляхів розв'язання задачі

У роботах [4, 5] показано, що для смугового несиметричного хвилеводу (рис. 1), на поверхні якого знаходиться діелектрик зі змінною діелектричною проникністю, характерним є значна інваріант-

ність до неінформативних впливів навколишнього середовища, мала інерційність та відносно просте конструктивне виконання [5].

Причому для системи «смуговий несиметричний хвилевід — діелектрик зі змінною діелектричною проникністю» є характерною залежність кута зміщення фази на виході смугового несиметричного хвилеводу від діелектричної проникності діелектрика, який знаходиться на його поверхні, що може бути описана таким виразом [4—6]:

$$\Delta\phi_{\text{cx}} = 360 fL \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} - \sqrt{\varepsilon_{\text{efon}}}}{c} \right), \quad (1)$$

де $\varepsilon_{\text{efon}}$ та ε_{eff} — відповідно, ефективна діелектрична проникність системи «смуговий несиметричний хвилевід — діелектрик зі змінною діелектричною проникністю» до та після зміни діелектричної проникності верхнього діелектрика.

При цьому сама ефективна діелектрична проникність пов'язана з параметрами смугового несиметричного хвилеводу та верхнього діелектрика таким чином [4, 5]:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_{\text{д}} + \varepsilon_{\text{в}}}{2} + \frac{\varepsilon_{\text{д}} - \varepsilon_{\text{в}}}{2\sqrt{1 + 10\frac{h}{a}}}, \quad (2)$$

де h — товщина діелектрика підкладки; a — ширина центрального провідника; $\varepsilon_{\text{д}}$ — відносна діелектрична проникність діелектрика підкладки; $\varepsilon_{\text{в}}$ — відносна діелектрична проникність верхнього діелектрика.

Якщо кут початкової фази обох вхідних сигналів, між якими здійснюється вимірювання різниці фаз, конструктивно збільшити на ту саму величину, то кут різниці фаз між ними залишиться незмінним. Виходячи з цього, можна, не змінюючи відносний фазовий зсув між електромагнітними сигналами, збільшити початкові фази інформативного та опорного сигналу на деякий кут, що визначається параметрами смугового несиметричного хвилеводу

$$\phi = 360 fL \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{efon}}}}{c} \right), \quad (3)$$

де f — частота електромагнітних хвиль, між якими здійснюється вимірювання різниці фаз; L — довжина центрального провідника смугового несиметричного хвилеводу, значення якої може бути визначене конструктивно, виходячи з технологічних міркувань.

Тоді, досягнувши рівності фаз між інформативним та опорним сигналами за рахунок зміни діелектричної проникності верхнього діелектрика, отримаємо таку рівність:

$$\Delta\phi = \Delta\phi_{\text{cx}} = 360 fL \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{efn}}} - \sqrt{\varepsilon_{\text{efon}}}}{c} \right). \quad (4)$$

При цьому, якщо використати як верхній діелектрик сегнетоелектрик, відносна діелектрична проникність якого функціонально пов'язана з напруженістю змінного електричного поля [7, 8], створюваного інформативним сигналом, який поширюється у смуговому несиметричному хвилеводі, то для лінійної частини залежності буде справедливим вираз

$$\varepsilon_{\text{в}} = \varepsilon_{\text{в}0} + k_{\text{в}} \Delta E(U_{\text{в}}), \quad (5)$$

де $\varepsilon_{\text{в}0}$ — початкова відносна діелектрична проникність верхнього діелектрика; ΔE — приріст напруженості змінного електричного поля, що пов'язана з амплітудою інформативної хвилі $U_{\text{в}}$ на вході смугового несиметричного хвилеводу; $k_{\text{в}}$ — діелектрична сприйнятливості верхнього діелектрика.

А так як для сегнетоелектриків діелектрична сприйнятливості досягає десятків тисяч см/В [8, 9], то у випадку використання невеликого діапазону зміни напруженості змінного електричного поля (від 0,1 до 3...5 В/см), що повністю попадає в лінійну частину зазначеної залежності, діелектрична сприйнятливості, наприклад, триглицинсульфату, що є типовим представником сегнетоеле-

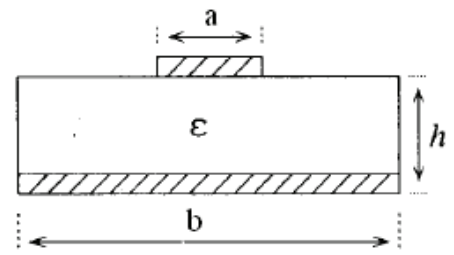


Рис. 1. Поперечний переріз смугового несиметричного хвилеводу

ктриків, буде близько 12,5 см/В [8]. Проте, такі матеріали характеризуються значним впливом температури на відносну діелектричну проникність, що зумовлює необхідність врахування температурної поправки на діелектричну проникність верхнього діелектрика [7, 8].

В такому випадку, з урахуванням (2) та (5), вираз (4) може бути представлений у вигляді:

$$\Delta\phi = 360 fL \left(\frac{\sqrt{\frac{\epsilon_d + \epsilon_{в0}(T) + k_v(T)\Delta E(U_v)}{2} + \frac{\epsilon_d - \epsilon_{в0}(T) - k_v(T)\Delta E(U_v)}{2\sqrt{1+10\frac{h}{a}}} - \sqrt{\frac{\epsilon_d + \epsilon_{в0}(T)}{2} + \frac{\epsilon_d - \epsilon_{в0}(T)}{2\sqrt{1+10\frac{h}{a}}}}}{c}} \right). \quad (6)$$

Вираз (6), по своїй суті, є рівнянням перетворення високочастотного фазообертача, що в разі забезпечення рівності початкових фаз інформативного та опорного каналів, однозначно пов'язує напруженість змінного електричного поля з різницею фаз ВЧ сигналів. Результати моделювання залежності (6) показано на рис. 2 для наступних параметрів високочастотного фазообертача, параметри якого задано, виходячи з необхідності забезпечення припустимих геометричних розмірів та діапазону фазового повороту 360 ел. град: загальна довжина центрального провідника — 400 мм; частота сигналів, між якими здійснюється вимірювання різниці фаз — 700 МГц; відносна діелектрична проникність діелектрика підкладки — 9; ширина центрального провідника — 4 мм; товщина діелектрика підкладки — 2 мм; початкова відносна діелектрична проникність верхнього діелектрика — 200; діелектрична сприйнятливості верхнього діелектрика — 12,5 см/В.

Як впливає з рис. 2, запропонований фазообертач забезпечує достатню чутливість та діапазон зміни початкової фази інформативної хвилі, а також характеризується лінійною статичною характеристикою, що забезпечує однакову чутливість фазообертача на усьому діапазоні регулювання.

Наступною, не менш актуальною задачею, що потребує вирішення для побудови засобу вимірювання різниці фаз на базі описаного високочастотного фазообертача, є розробка аналогового компаратора різниці фаз, що давав би змогу ідентифікувати фазовий збіг інформативного та опорного ВЧ сигналів з мінімальною зоною нечутливості. Перспективним підходом для побудови такого пристрою може бути використання проміжного перетворення

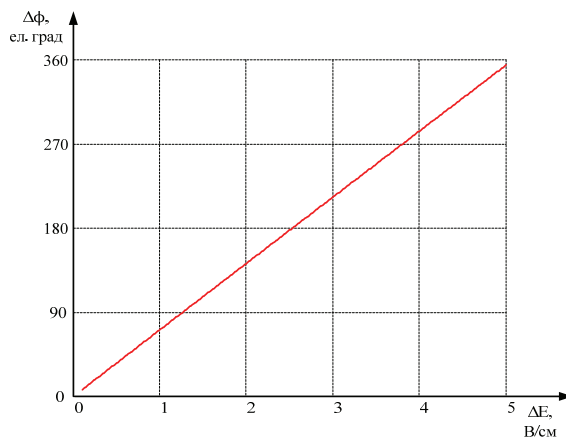


Рис. 2. Залежність кута зміщення фази у високочастотному фазообертачі від приросту напруженості змінного електричного поля

різниці фаз у значення постійної напруги, ідентифікацію якої можна здійснювати за допомогою існуючих аналогових компараторів, що характеризуються достатньо високою точністю та достатньо малою зоною нечутливості. При чому реалізація такого проміжного перетворення можлива з використанням описаного у роботі [10] підходу, відповідно до якого, у результаті перемноження двох гармонічних сигналів з однаковою частотою, на виході блоку аналогового множення отримується сигнал, що складається з суми другої та нульової гармонік ряду Фур'є:

$$U_1 \sin(\omega t + \phi_1) \cdot U_0 \sin(\omega t + \phi_0) = \frac{1}{2} U_1 U_0 [\sin(\phi_1 - \phi_0) + \sin(2\omega t + \phi_1 + \phi_0)], \quad (7)$$

де U_1 , U_0 — відповідно, амплітуда інформативного та опорного сигналу; ϕ_1 , ϕ_0 — відповідно, початкова фаза інформативного та опорного сигналу.

При цьому, враховуючи значну частоту змінної частини вихідного сигналу, вона може бути доволі легко відділена від нульової гармоніки за допомогою фільтра. В результаті цієї операції на виході фільтра отримується сигнал, що пов'язує рівень вихідної напруги з різницею фаз інформативного та опорного сигналів

$$U = \frac{1}{2} U_1 U_0 \sin(\phi_1 - \phi_0). \quad (8)$$

Такий підхід дозволяє ідентифікувати момент фазового збігу інформативної та опорної хвилі як нульовий рівень напруги на виході послідовного з'єднання високочастотного фазообертача та фільтра, оскільки при фазовому збігу інформативної та опорної хвилі вираз (8) даватиме значення «0» незалежно від значення добутку амплітуд в інформативному та опорному каналах, так як отримане значення перемножуватиметься на « $\sin(0)$ ». Враховуючи парність функції « \sin », на виході фільтра можливе отримання як додатного так і від'ємного значення постійної напруги, в залежності від того, додатною чи від'ємною є різниця фаз інформативного та опорного сигналів, що значно полегшує процедуру врівноваження.

Виходячи з цього, узагальнена блок-схема алгоритму реалізації запропонованого компенсаційного методу вимірювання різниці фаз матиме вигляд, показаний на рис. 3.

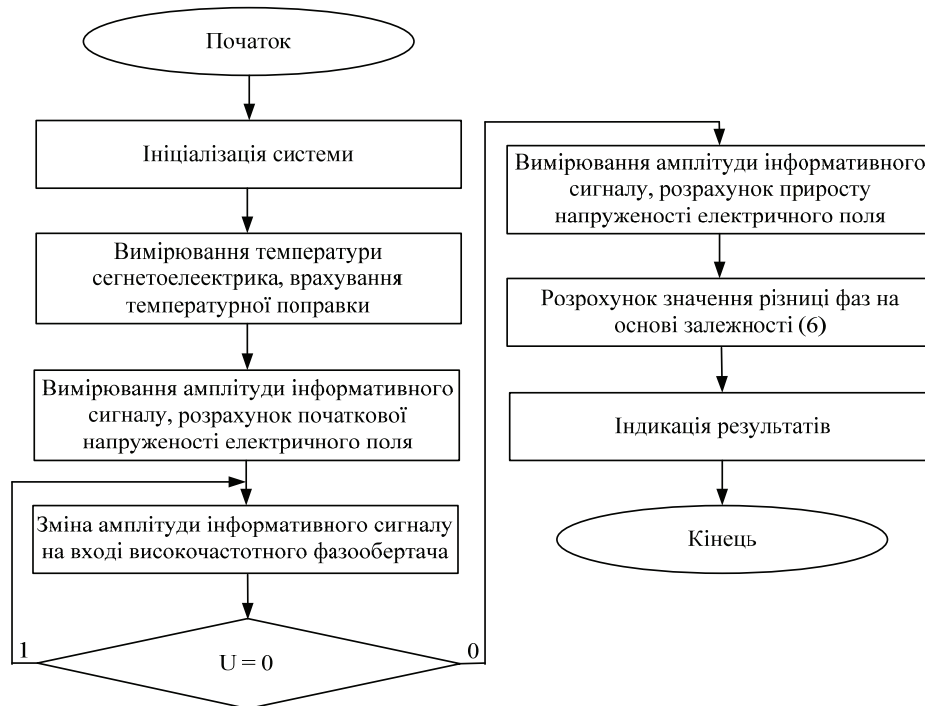


Рис. 3. Узагальнена блок-схема алгоритму реалізації запропонованого компенсаційного методу вимірювання різниці фаз

В цьому випадку структурна схема засобу вимірювання різниці фаз, що реалізує описаний компенсаційний метод вимірювання, може мати вигляд, показаний на рис. 4.

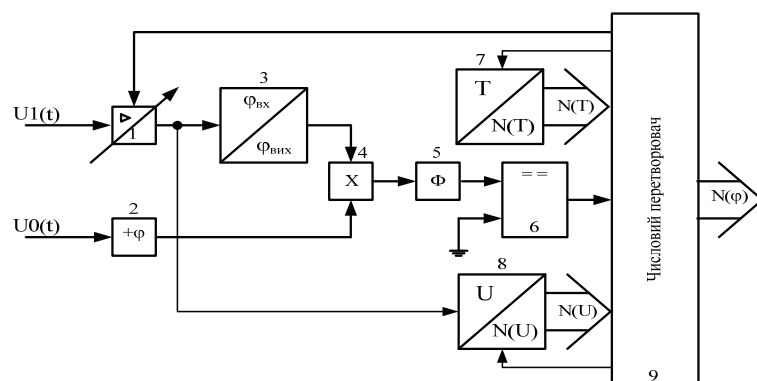


Рис. 4. Структурна схема засобу, що реалізує запропонований компенсаційний метод вимірювання різниці фаз

Цей пристрій, працює так. На входи пристрою надходять вхідні інформативний $U1(t)$ та опорний $U0(t)$ сигнали, різницю фаз між якими необхідно виміряти. Перед початком вимірювання, за допомогою цифрового каналу амплітуди 8 відбувається перетворення амплітуди інформативної хвилі, що надходить на його перший вхід з виходу регульованого нормуючого перетворювача 1, у числовий код, який надходить на третій вхід числового перетворювача 9. У числовому перетворювачі 9 на основі виміряного значення амплітуди інформативної хвилі відбувається розрахунок початкового рівня напруженості електричного поля в сегнетоелектрику. Запуск процедури вимірю-

вання амплітуди цифровим каналом амплітуди 8 відбувається за керувальним сигналом, що надходить на його другий вхід з третього виходу числового перетворювача 9. В залежності від сигналу з виходу аналогового компаратора напруги 6, на другий вхід регульованого нормуючого перетворювача 1 надходить сигнал, що збільшує чи зменшує коефіцієнт підсилення вхідного інформативного сигналу $U1(t)$, який надходить на перший вхід регульованого нормуючого перетворювача 1. З виходу регульованого нормуючого перетворювача 1 підсилений інформативний сигнал надходить на вхід високочастотного фазообертача 3, де відбувається зсув фази цього сигналу на електричний кут $\Delta\phi$, пов'язаний з амплітудою інформативної хвилі залежністю (6). При цьому вхідний опорний сигнал надходить на вхід блока зміщення фази 2, що компенсує зсув фаз на високочастотному фазообертачі при початковому коефіцієнті підсилення регульованого нормуючого перетворювача 1. Сигнали з виходів високочастотного фазообертача 3 та блоку зміщення фази 2 надходять на перший та другий входи блоку аналогового множення 4, де перемножуються у згідно з (7). Після цього сигнал з виходу блоку аналогового множення 4 надходить на вхід фільтра 5, який пропускає на свій вихід лише постійну складову вхідного сигналу. Відфільтрований сигнал з виходу фільтра 5 надходить на перший вхід аналогового компаратора напруги 6, другий вхід якого з'єднаний з нульовим рівнем напруги (заземлений). В залежності від результатів порівняння сигналів на першому та другому входах аналогового компаратора напруги 6, на його виході формується цифровий результат процедури порівняння, що надходить на другий вхід числового перетворювача 9. У випадку розбіжності рівнів сигналів на входах аналогового компаратора напруги 6 у числовому перетворювачі 9 приймається рішення про зміну коефіцієнта підсилення регульованого нормуючого перетворювача 1 шляхом подачі на його другий вхід відповідного керувального сигналу з другого виходу числового перетворювача 9. У випадку рівності сигналів на першому та другому входах аналогового компаратора напруги 6 відбувається запуск нової процедури вимірювання амплітуди інформативної хвилі цифровим каналом амплітуди 8 та розрахунку на основі вимірюваного нового значення амплітуди значення різниці фаз між інформативним та опорним сигналами у відповідності до (6).

З виходу цифрового каналу температури 7 на перший вхід числового перетворювача 8 надходить числовий код, пропорційний температурі верхнього діелектрика високочастотного фазообертача 3, за допомогою якого вноситься температурна поправка на результат розрахунку різниці фаз між інформативним та опорним сигналами. Запуск процедури вимірювання температури відбувається за сигналом, що надходить з другого виходу числового перетворювача 9 на другий вхід цифрового каналу температури 7. Результат вимірювання різниці фаз виводиться на четвертому виході числового перетворювача 8.

Висновки

1. Розроблено конструкцію нового високочастотного фазообертача з регульованою ефективною діелектричною проникністю, побудованого на базі смугового несиметричного хвилеводу, який забезпечує достатній діапазон регулювання і високу чутливість та має лінійну статичну характеристику.
2. Запропоновано компенсаційний метод вимірювання різниці фаз високочастотних сигналів, що ґрунтується на використанні розробленого високочастотного фазообертача, який дозволяє реалізувати процедуру вимірювання різниці фаз ВЧ сигналів шляхом досягнення збігу початкових фаз у інформативному та опорному каналах.
3. Розроблено структурну схему засобу вимірювання різниці фаз, яка реалізує запропонований компенсаційний метод.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Андреев Р. Н. Теория электрической связи. Курс лекций. / Р. Н. Андреев, Р. П. Краснов, М. Ю. Чепелев — М. : Горячая линия — Телеком, 2014. — 230 с.
2. Чернушенко А. М. Измерения параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазона волн / А. М. Чернушенко, А. В. Майбородин. — М. : Радио и связь, 1986. — 336 с.
3. Вимірювання в системах зв'язку. Книга 1. Загальні електрорадіовимірювання : посіб. / [Л. В. Коломієць, П. П. Воробієнко, Т. М. Козаченко та ін.]; за ред. Л. В. Коломієця. — Одеса : ТОВ «ВМВ», 2009. — 480 с.
4. Kuharchuk V. Phase-amplitude method for measuring humidity content of heterogenetic disperse dielectric / V. Kuharchuk, V. Graniak // Метрологія та прилади. — 2013. — № 4. — С. 3—8. — ISSN 2307-2180.

5. Кухарчук В. В. Математична модель несиметричного смугового сенсора вологості / В. В. Кухарчук, В. В. Богачук, В. Ф. Граняк // Вісник Вінницького політехнічного інституту. — 2012. — № 4. — С. 7—11. — ISSN 1997-9266.
6. Зайцев В. В. Электростатическое моделирование полосковых линий / В. В. Зайцев, В. И. Занин, В. М. Трещов — Самара : Универс-груп, 2005 — 52 с. — ISBN 5-467-00059-4.
7. Петренко С. И. Сегнетоэлектрики и их свойства. Методические материалы / С. И. Петренко, Г. К. Савчук, Н. П. Юркевич. — Минск : БНТУ, 2007. — 24 с.
8. Детлаф А. А. Курс физики. Том II. Электричество и магнетизм / А. А. Детлаф, Б. М. Яворский, М. Б. Милковская — М. : Высшая школа, 1977. — 375 с.
9. Сивухин Д. В. Общий курс физики. Т. III. Электричество / Д. В. Сивухин. — М. : Наука, 1977. — 688 с.
10. Воронов А. С. Измерение разности фаз сигналов / А. С. Воронов // Горизонты образования. — 2007. — № 9. — С. 1—2. — ISSN 2310-1520.

Рекомендована кафедрою теоретичної електротехніки та електричних вимірювань ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 4.11.2015

Граняк Валерій Федорович — канд. техн. наук, старший викладач кафедри теоретичної електротехніки та електричних вимірювань, e-mail: titanxp2000@ukr.net;

Кухарчук Василь Васильович — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри теоретичної електротехніки та електричних вимірювань.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

V. F. Hraniak¹
V. V. Kukharchuk¹

The Compensation Method and Means of Measuring the Phase Difference of High-Frequency Electromagnetic Signal

¹Vinnitsia National Technical University

There has been suggested a compensation method for measuring the phase difference of the high frequency signals based on the use of asymmetric band waveguide with variable equivalent permittivity and developed the means of measuring the phase difference that it implements.

Keywords: asymmetric band waveguide, phase difference, relative permittivity, phase shift.

Hraniak Valerii. F. — Cand. Sc. (Eng.), Senior Lecturer of the Chair of Theoretical Electrical Engineering and Electric Measuring, e-mail: titanxp2000@ukr.net;

Kukharchuk Vasyl. V. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Theoretical Electrical Engineering and Electric Measuring

В. Ф. Граняк¹
В. В. Кухарчук¹

Компенсационный метод и средство измерения разности фаз высокочастотных электромагнитных сигналов

¹Винницкий национальный технический университет

Предложен компенсационный метод измерения разности фаз высокочастотных сигналов, основанный на использовании полосового несимметричного волновода с переменной эквивалентной диэлектрической проницаемостью и средство измерения разности фаз, которое его реализует.

Ключові слова: полосковый несимметрический волновод, разность фаз, относительная диэлектрическая проницаемость, смещение фазы.

Граняк Валерий Федорович — канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры теоретической электротехники и электрических измерений, e-mail: titanxp2000@ukr.net;

Кухарчук Василий Васильевич — д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой теоретической электротехники и электрических измерений.