

Болотских Т.А., Брескин В.А., Гамидов Г.С., Гнидин О.Э., Зарянов С.А., Пантелеев В.В. – Оpubл. в Б.И., 1995. - № 17. 19. Декларацийний патент України (UA) 42903 А МПК^б Н 04 L 7/00. Спосіб виділення тактового синхросигналу з корелятивно кодованого інформаційного сигналу та пристрій для його здійснення / Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. - Оpubл. в Бюл. “Промислова власність”, 2001. - № 10. 20. Заявка а 2008 04860 від 15.04.2008 р. на Патент України (UA) МПК^б Н 04 L 7/02, Н 04 L 27/22. Пристрій виділення тактової синхроінформації у когерентному приймачі АФМ-сигналів / Балашов В.О., Пантелеев В.В., Ляховецький Л.М.

УДК 621.372.8.049.75

І.Н. Прудиус, В.І. Оборжицький, О.В. Самсонюк
Національний університет “Львівська політехніка”

МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ТРАНСФОРМУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ ВІДРІЗКА ЗВ’ЯЗАНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ З ОДНОСТОРОННІМ НАВАНТАЖЕННЯМ

© Прудиус І.Н., Оборжицький В.І., Самсонюк О.В., 2010

Наведено методи розрахунку електричних параметрів декількох варіантів високочастотних трансформуючих схем на базі відрізка зв’язаних ліній передачі з одностороннім навантаженням, в яких вхідне узгодження та бажані значення робочих параметрів забезпечуються за допомогою відрізків одиначної лінії передачі.

The methods for electrical parameters calculation of several types of one-sided loaded coupled-line transforming circuits, in which the input matching and desired values of operating parameters are provided by means of single transmission line segments are offered.

Вступ. Під час розроблення ряду мікрохвильових пристроїв в інтегрованому виконанні широко застосовуються чотириполосники на базі двох навантажених відрізків ліній передачі з електромагнітним зв’язком між ними. Властивості такого чотириполосника залежать від того, які електричні параметри має відрізок зв’язаних ліній, які навантаження під’єднані до пари його кінців чи які з кінців з’єднані між собою. В результаті такої пристрій може виконувати функцію трансформатора імпедансу, фазообертача з фіксованою чи дискретною фазовою затримкою сигналу, схеми групової затримки сигналу, схеми частотної режекції. Але під час їх проектування, поряд із необхідністю забезпечення заданих робочих параметрів, виникає проблема забезпечення вхідного узгодження з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод зв’язаних ліній з неоднорідним діелектричним заповненням, наприклад, у випадку мікросмужкових ліній.

Способи вирішення вказаної проблеми можуть бути розділені на дві категорії: з використанням розподіленої компенсації; із застосуванням зосередженої компенсації. У першому випадку вирівнювання фазових швидкостей досягається внесенням змін у структуру зв’язаних ліній, наприклад, періодичною зміною профілю смужок, розміщенням отворів в екрані [1–3] чи змінами в діелектричному заповненні [4, 5]. Другий варіант компенсації передбачає використання дискретних реактивних елементів, розміщених безпосередньо між зв’язаними лініями [6, 7] чи на їх входах [8]. Головний недолік способів розподіленої компенсації полягає у відсутності аналітичних методів розрахунку і необхідності використання числового моделювання на електромагнітному рівні, а також в ускладненні технологічного процесу виготовлення пристроїв. Для способів компенсації дискретними елементами отримано прості аналітичні співвідношення, які дають змогу визначити

електричні параметри (хвильові опори, електричну довжину відрізків ліній, значення реактивних елементів) пристроїв на базі відрізків зв'язаних ліній з одностороннім [9], двостороннім [10] та діагонально-симетричним [11] навантаженням пари їхніх кінців. Проте і такий спосіб узгодження має певні недоліки, пов'язані з технологічною складністю кріплення дискретних елементів, впливом неоднорідностей, внесених цими елементами, значною складністю реалізації індуктивних елементів, якщо в них виникає потреба.

Тому досить актуальними є дослідження у напрямі створення методів узгодження навантаженого відрізка зв'язаних ліній з одночасною компенсацією різниці фазових швидкостей парної і непарної мод з використанням додаткових елементів, які б виготовлялися разом зі зв'язаними лініями в єдиному технологічному циклі, та з розробленням методів розрахунку таких конструкцій, що і визначило мету роботи.

Способи забезпечення вхідного узгодження. Виготовлення елементів узгодження одним технологічним циклом разом з відрізком зв'язаних ліній можливе передусім за умови, що функцію таких елементів виконують відрізки ліній передачі. Залежності від місця їх розміщення отримуємо такі варіанти схемної реалізації [12]:

1. З відрізком, який з'єднує пару кінців зв'язаних ліній.
2. Зі шлейфами, під'єднаними до кожної із зв'язаних ліній.
3. З відрізками ліній на вході і виході схеми.

На рис. 1 наведено три різновиди таких схем. В основі кожної з них лежить відрізок зв'язаних ліній з хвильовими опорами парної Z_e і непарної Z_o мод та з електричною довжиною для цих мод θ_e , θ_o . З одного боку до кінців цього відрізка під'єднано вхідну і вихідну лінії передачі з хвильовим опором Z_c . З протилежного боку до кінців зв'язаних ліній під'єднано реактивні опори навантаження jX_1 , jX_2 (рис. 1, б, в). Функцію таких опорів можуть виконувати відрізки ліній передачі. Якщо $X_1=X_2=\infty$, кінці зв'язаних ліній будуть розімкненими, якщо $X_1=\infty$, $X_2=0$ – закороченими, якщо $X_1=0$, $X_2=\infty$ – з'єднаними між собою.

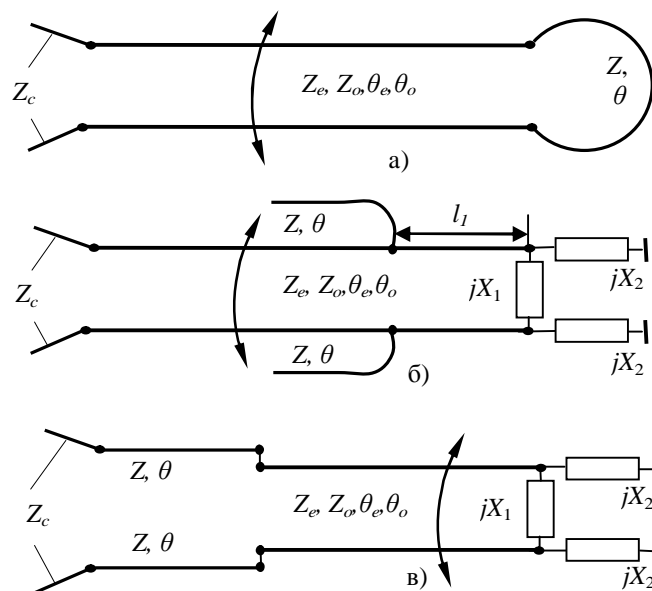


Рис. 1. Схеми трансформуючих пристроїв: а – з відрізком між кінцями зв'язаних ліній; б – з шлейфами; в – з відрізками на входах

Навантаженням зв'язаних ліній схеми на рис. 1, а є відрізок одиничної лінії, який з'єднує їх кінці. Узгодження на вході забезпечується вибором значень електричних параметрів відрізка (хвильового опору Z , електричної довжини θ). Схема на рис. 1, б узгоджується за допомогою двох відрізків лінії (шлейфів) з хвильовим опором Z та електричною довжиною θ , розміщених симетрично на відстані l_1 від навантажень. У схемі на рис. 1, в для узгодження використано відрізки

одиночних ліній з параметрами Z, θ , один з яких розміщений між вхідною лінією (хвильовий опір Z_c) і однією зі зв'язаних ліній, а інший – між вихідною лінією і другою зв'язаною лінією.

Методи розрахунку електричних параметрів елементів. Наявність у наведених на рис. 1 трансформуючих чотириполюсників площини симетрії дає змогу використати для розрахунків як вихідні параметри значення вхідних опорів парціальних двополюсників, на які розпадається симетричний чотириполюсник при його синфазному і протифазному збудженні. Для безвтратних схем ці вхідні опори будуть чисто реактивними і розраховуються на основі заданих робочих параметрів, які повинна забезпечити схема, залежно від її призначення. Так, для випадку, коли пристрій повинен забезпечити трансформацію комплексного опору навантаження \dot{Z}_L у задане значення вхідного опору \dot{Z}_i , вхідні опори парціальних двополюсників розраховують за співвідношеннями, наведеними в [13]. Якщо $\dot{Z}_i=Z_c$, то схема працюватиме в режимі узгоджувального трансформатора. В разі використання чотириполюсника в режимі фазообертача з фіксованим фазовим зсувом задане значення фазової затримки сигналу φ_{21} одночасно з вхідним узгодженням буде забезпечуватися, якщо вхідні опори двополюсників становитимуть [14]:

$$\begin{aligned} x_e &= \sin j_{21} / (1 - \cos j_{21}), \\ x_o &= -\sin j_{21} / (1 + \cos j_{21}), \end{aligned} \quad (1)$$

де x_e, x_o – нормовані до Z_c значення вхідних опорів парціальних двополюсників синфазного (e) і протифазного (o) збудження.

Ще один з можливих варіантів застосування трансформуючого чотириполюсника полягає у реалізації на його основі схеми частотної режекції сигналу. У цьому випадку на заданій частоті вхідні опори парціальних двополюсників повинні задовольняти умову:

$$x_e = x_o = x, \quad (2)$$

де x – довільне нормоване до Z_c значення реактивного опору, зокрема, може бути $x = \infty$ чи $x = 0$.

Розрахункові співвідношення, необхідні для визначення невідомих електричних параметрів елементів узгодження пристрою, можуть бути записані на підставі еквівалентних схем парціальних двополюсників. Для чотириполюсників з рис. 1 ці схеми являють собою відрізки одиночних ліній передачі з хвильовими опорами Z_e і Z_o , до яких під'єднано відповідні реактивні навантаження.

Для схеми зі з'єднаними кінцями зв'язаних ліній (рис. 1, а) вихідними даними для розрахунків, крім значень x_e, x_o , є значення хвильових опорів Z_e, Z_o, Z_c , фазових сталих β_e, β_o парної і непарної мод зв'язаних ліній та електричної довжини $\theta_e = \beta_e l$ (чи довжини відрізка l). Електричні параметри узгоджувального відрізка розраховують за співвідношеннями:

$$\begin{aligned} z &= \sqrt{-x_{ke} \cdot x_{ko}}, \\ q &= \text{arctg}(-z / x_{ke}), \end{aligned} \quad (3)$$

де $z=Z/Z_c$; $x_{ke} = z_e \cdot (x_e - z_e \cdot t_e) / (z_e + x_e \cdot t_e)$; $x_{ko} = z_o \cdot (x_o - z_o \cdot t_o) / (z_o + x_o \cdot t_o)$; $t_e = \text{tg}\theta_e$; $t_o = \text{tg}\theta_o$; $z_{e,o} = Z_{e,o} / Z_c$. За виразами (3) можна отримати бажані значення хвильового опору Z чи електричної довжини відрізка θ , вибравши певне значення θ_e .

Для схеми з паралельними шлейфами (рис. 1, б) вихідними даними для розрахунків, крім параметрів, вказаних для попередньої схеми, є ще значення реактивних опорів навантаження jX_1, jX_2 . Відстань l_1 до місця під'єднання шлейфів визначається за допомогою ітераційного пошуку, за якого досягається рівність вхідних опорів шлейфів, визначених для випадку синфазного і протифазного збудження, тобто $x_{se} = x_{so}$. Нормовані до Z_c значення цих опорів розраховуються за виразом:

$$x_{se,o} = \frac{z_{e,o} \cdot (x_{e,o} - z_{e,o} \cdot t_{de,o}) \cdot (x_{Le,o} + z_{e,o} \cdot t_{ae,o})}{(x_{Le,o} + z_{e,o} \cdot t_{ae,o}) \cdot (z_{e,o} + x_{e,o} \cdot t_{de,o}) - (x_{e,o} - z_{e,o} \cdot t_{de,o}) \cdot (z_{e,o} - x_{Le,o} \cdot t_{ae,o})}, \quad (4)$$

де $t_{ae,o} = \text{tg}(\beta_{e,o} \cdot l_1)$; $t_{de,o} = \text{tg}(\theta_{e,o} - \beta_{e,o} \cdot l_1)$; $x_{Le} = x_2$; $x_{Lo} = x_1 \cdot x_2 / (x_1 + 2x_2)$; $x_{1,2} = X_{1,2} / Z_c$. Електричні параметри шлейфів Z, θ визначаються з використанням розрахованого за (4) значення їх вхідного опору. Як і в попередньому випадку, результати розрахунків також залежать від вибору довжини зв'язаних ліній.

Для схеми з елементами узгодження на її вході і виході (рис. 1, в) вихідними даними для розрахунків є ті самі параметри, що і для схеми зі шлейфами. Електричні параметри узгоджувальних відрізків розраховуються за співвідношеннями:

$$z = \sqrt{\frac{x_e \cdot x_{ae} \cdot (x_o - x_{ao}) - x_o \cdot x_{ao} \cdot (x_e - x_{ae})}{x_e - x_{ae} - x_o + x_{ao}}}, \quad (5)$$

$$q = \arctg\left(z \cdot \frac{x_e - x_{ae}}{z^2 + x_e \cdot x_{ae}}\right),$$

де $x_{ae} = z_e \cdot \frac{x_2 + z_e \cdot t_e}{z_e - x_2 \cdot t_e}$; $x_{ao} = z_o \cdot \frac{x_1 \cdot x_2 + z_o \cdot t_o \cdot (x_1 + 2 \cdot x_2)}{z_o \cdot (x_1 + 2 \cdot x_2) - x_1 \cdot x_2 \cdot t_o}$. Бажані значення хвильового опору чи довжини відрізків також можна отримати за (5), вибравши електричну довжину θ_e .

Приклади застосування методів розрахунку та результати моделювання. Щоб перевірити можливість застосування запропонованих способів узгодження трансформуючих чотириполісників та методів розрахунку їх параметрів, вибрано варіант фазообертача з фіксованим фазовим зсувом $\varphi_{21} = -270^\circ (90^\circ)$. Розрахунок здійснювався для значень $Z_c=50$ Ом, $Z_e=74.5$ Ом, $Z_o=34.6$ Ом на частоті 10 ГГц. За результатами розрахунків електричних параметрів елементів трьох схем фазообертача (рис. 1) виконано їх комп'ютерне моделювання для випадку мікросмужкової реалізації на діелектричній підкладці з $\epsilon=9.8$ товщиною 0.5 мм. Результати моделювання у вигляді частотної залежності втрат на відбиття ($20\lg|S_{11}|$) та фазового зсуву сигналу наведені на рис. 2. Для порівняння на рис. 2, б наведено криву 1, яка відповідає фазовій затримці сигналу на відрізку одиничної мікросмужкової лінії з хвильовим опором 50 Ом, довжиною 8.6 мм, реалізованій на аналогічній діелектричній підкладці.

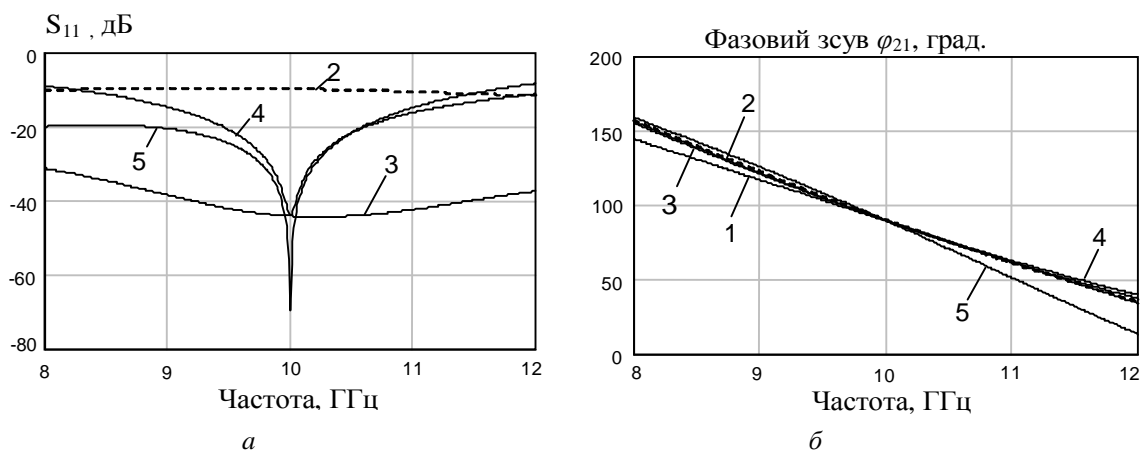


Рис. 2. Частотні залежності коефіцієнта відбиття (а) та фазової затримки (б)

Криві 2 на рис. 2 отримані для відрізка зв'язаних ліній довжиною 3.74 мм ($\theta_e=120^\circ$) з вказаними значеннями хвильових опорів без використання елементів узгодження, що привело, як це видно з рис. 2, а, до значного відбиття сигналу на вході. Криві 3 стосуються схеми рис. 1, а з розрахованими за (3) параметрами: $l=2.3$ мм ($\theta_e=75^\circ$), $Z=61$ Ом, $\theta = 86^\circ$ (2.9 мм). Криві 4 отримано для схеми рис. 1, б з навантаженнями $X_1=0$ та $X_2=\infty$ (кінці зв'язаних ліній з'єднані), розрахунок якої з використанням (4) дав такі значення параметрів: $l=3.4$ мм ($\theta_e=110^\circ$), $Z = 60$ Ом, $\theta = 47.4^\circ$ (1.77 мм). Криві 5 відповідають схемі рис. 1, в з розрахованими за (5) параметрами: $l=2.8$ мм ($\theta_e=90^\circ$), $Z=40$ Ом, $\theta = 51.3^\circ$ (1.62 мм), у якої також $X_1=0$, $X_2=\infty$. З наведених результатів моделювання видно, що всі три схеми забезпечують практично лінійну частотну залежність фазового зсуву при заданому його значенні на робочій частоті та при вхідному узгодженні. Результати для різних схем відрізняються лише шириною смуги узгодження.

Для експериментальних досліджень було вибрано схему (рис. 1, а) у режимі трансформатора імпедансу. На рис. 3, а наведено фотографію макета такого пристрою, який на частоті 1 ГГц забезпечує трансформацію опору навантаження $R_L=100$ Ом у вхідний опір 50 Ом, реалізованого на діелектричній підкладці з матеріалу ФАФ-4 товщиною 1,5 мм.

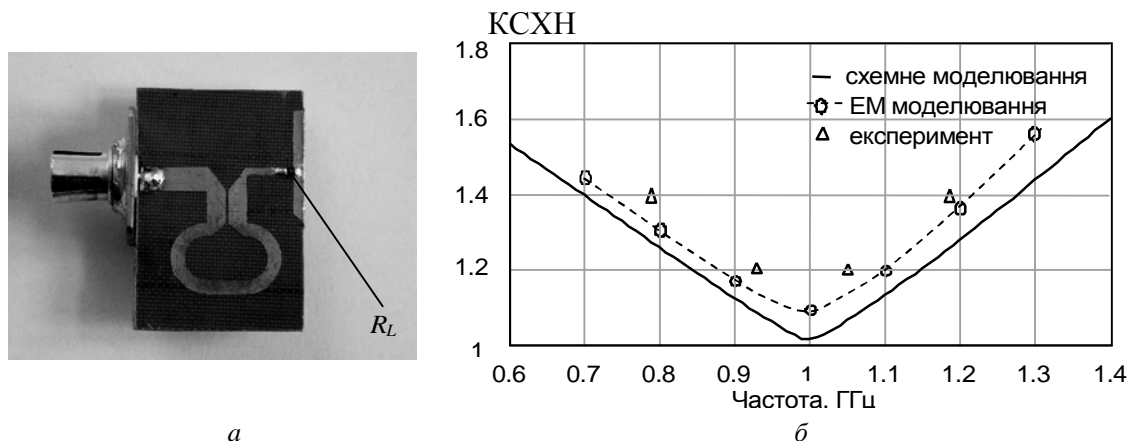


Рис. 3. Макет трансформатора (а) та частотні залежності КСХН на його вході (б)

Частотні характеристики коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХН) на вході пристрою наведено на рис. 3, б. Суцільна крива на цьому рисунку отримана в процесі комп'ютерного моделювання у квазі-Т наближенні схеми з розрахованими за (3) параметрами $Z_c=50$ Ом, $Z_e=70.3$ Ом, $Z_o=43.4$ Ом (ширина смужок зв'язаних ліній 3 мм, ширина зазору 0.5 мм), $l=5.58$ мм ($\theta_e=10^\circ$), $Z=71.2$ Ом, $\theta=70.4^\circ$. За методикою [9] була виконана корекція параметрів узгоджувального відрізка з метою компенсації впливу неоднорідностей у місцях з'єднання (стиків) одиничних вхідних і зв'язаних ліній. На рисунку також нанесено значення КСХН, які отримано за результатами електромагнітного моделювання трансформатора з тими самими розмірами, а також заміряні значення КСХН макета, показаного на рис. 3, а. Як результати моделювання, так і експериментальні дослідження вказують на достатньо високий рівень узгодження пристрою на розрахунковій частоті.

Висновки. Запропоновані у роботі варіанти узгодження трансформуючих чотириполюсників на базі відрізків зв'язаних ліній передачі дають можливість використовувати їх в режимі схем фазової затримки сигналу, схем трансформатора імпедансу чи схем режекції. Розроблені методи розрахунку дають змогу визначати електричні параметри пристрою, за яких забезпечуються задані значення робочих параметрів з одночасним вирівнюванням фазових швидкостей парної і непарної мод та узгодженням на вході. Наведені у роботі результати моделювання вказують на доцільність застосування запропонованих схем та методів у процесі проектування мікрохвильових пристроїв.

Описаний підхід може бути використаний для розроблення методів розрахунку інших варіантів схемних рішень з двостороннім чи діагонально-симетричним навантаженням зв'язаних ліній.

1. Podell A. A high directivity microstrip coupled lines technique. // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, May, 1970. – P. 33–56. 2. А.с. 884008 СССР, МКИ Н01Р5/18. Направленный ответвитель / Следков В.А. – Заявка 2876757/18-09; Заявл. 28.01.80; Опубл. 21.11.81; Бюл. изоб. № 43. 3. Uysal S., Aghvami H. Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media // *IEEE Trans. Microwave Theory Thech.* – Vol. 37. – №6. – 1989. – P. 969–976. 4. Buntschuh C. High directivity microstrip couplers using dielectric overlays // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1975. – P. 125–128. 5. Mar S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June, 1982. – P. 410–412. 6. Schaller G. Optimization of microstrip directional couplers with lumped capacitors // *Arch. Elek. Vebertrag Tech.* – Vol. 31. – July-Aug. – 1977. – P. 301–307. 7. Dydyk M. Microstrip directional couplers

with ideal performance via single-element compensation // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – Vol. 47. – № 6. – 1989. – P. 956–964. 8. Phromlounsri R., Chongcheawchamnan M. Inductively compensated parallel coupled microstrip lines and their applications // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – Vol. 54. – № 9. – 2006. – P. 3571–3581. 9. Oborzhytsky V.I. Method for calculation of electrical parameters of microwave devices with the loaded section of two-coupled lines // *Proc. 16th Intern. Confer. on microwaves, radar and wireless communications MIKON-2006.* – Vol. 1. – Krakow, 2006. – P. 326–329. 10. Оборжицький В. Трансформуючі властивості відрізка зв'язаних ліній передачі з двостороннім симетричним навантаженням // *Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка” “Радіoeлектроніка та телекомунікації”.* – 2006. – № 557. – С. 43–48. 11. Оборжицький В.И. Метод расчета электрических параметров трансформирующих устройств на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками // *Материалы 16-й Международной Крымской конференции “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” КрыМиКо-2005.* – Севастополь, 2007. – С. 531–532. 12. Oborzhytsky V. The matching of two-coupled lines microwave transforming four-poles without discrete elements using. // *Proc. 10th Intern. Confer. TCSET'2010 “Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science”.* – Lviv-Slavske, 2010. – P. 66. 13. Оборжицький В.І. Мікрохвильові двочастотні трансформатори імпедансу з симетричною структурою на основі відрізка зв'язаних ліній передачі // *Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка” “Радіoeлектроніка та телекомунікації”.* – 2009. – № 645. – С. 23–29. 14. Оборжицький В.І. Використання особливостей симетрії лінійних високочастотних пристроїв у методах їх синтезу // *Зб. наук. праць ІПМЕ НАН України.* – Вип. 29. – К., 2005. – С. 129–134.

УДК 621.391.822.3: 520.272.5

Б.О. Павлов, М.В. Мельнь

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра теоретичної радіотехніки та радіовимірювань

ПРИСТРІЙ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ФЛУКТУАЦІЙ ЧАСТОТИ ВИСОКОСТАБІЛЬНИХ ГЕНЕРАТОРІВ

© Павлов Б.О., Мельнь М.В., 2010

Розроблено пристрій для визначення флуктуацій частоти високостабільних генераторів. Основні характеристики пристрою: частота генератора до 10 МГц; частоти вимірюваних флуктуацій $0 \dots 4 \times 10^{-2}$ Гц; шумова смуга пристрою 0,16 Гц; живлення ± 12 В. Принцип роботи пристрою полягає у вимірюванні напруги на виході фазового детектора, на входи якого подаються коливання від двох однотипних генераторів, що взаємно охоплені системою фазового автопідстроювання частоти.

A device for measuring of frequency fluctuations of very stable generators is developed. Basic characteristics of the device: frequency of the generator up to 10 MHz; frequency of measuring of fluctuation $0 \dots 4 \times 10^{-2}$ Hz; a band of noise of device 0,16 Hz; power supplies ± 12 V. The principle of work of the device consists in measurement of a voltage on an output of the phase detector, on which inputs the fluctuations from two same generators mutually covered with system of phase auto tuning of frequency.

Вступ. Високостабільні генератори використовуються у радіолокаційних пристроях стеження за рухомими об'єктами, в радіонавігації, у приймальних пристроях зі складними видами модуляції сигналу.