

УДК 533.6.071.3:621.391.822:621.396

ПРОГРАМНИЙ СИНТЕЗ Й ПРОЕКТУВАННЯ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧ СМУЖКОВИХ ПЛАТ ТА МОНОЛІТНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ У НВЧ ДІАПАЗОНІ

Воронкін О.С., магістр з електронних приладів, інж.

Східноукраїнський національний університет ім. В. Даля, м. Луганськ

91034 м. Луганськ, кв. Молодіжний 20-а

E-mail: alex.voronkin@gmail.com; alex.voronkin@rambler.ru

Описано програмну модель расчета цепей согласования в узкополосных ВЧ/НВЧ усилителях. В качестве примера рассмотрено проектирование входной цепи 500 МГц усилителя с помощью разработанных программ Amplifier[®] и VNUMICROSTRIP[®].

Ключевые слова: усилитель, согласование, микрополосная линия, S - параметры

The program model for calculations, simulations and synthesis of optimal parameters of matching networks in HF/UHF narrow-band amplifiers is described. This model used in overworked software complex. As an example designing an input matching network in the amplifier for 500 MHz range with the help of the developed programs Amplifier[®] and VNUMICROSTRIP[®] is considered.

Key words: UHF amplifier, compensation, microstrip line, S - parameters

Вступ. Відомо, що розробка високочастотних підсилювачів вимагає вирішення численних проблем, що, звичайно, мало впливають на розробку низькочастотних підсилювачів. Такі підсилювачі використовуються в системах радіозв'язку, радіолокації, радіонавігації, а також у вимірювальній та радіоастрономічній апаратурі [1]. Від їхніх характеристик багато в чому залежить якість системи в цілому. Надвисокочастотні (НВЧ) підсилювачі складаються з типових пристроїв різноманітних НВЧ схем: ланцюгів узгодження, амплітудних коректорів, фільтрів, атенуаторів й обмежників. Використання друкованих схем призводить до проблеми розподілу параметрів, що потребує узгодження ланцюгів як із напівпровідниковими структурами, так і між собою. Фізичні розміри зосереджених елементів зменшуються з підвищенням частоти, й на частотах вище декількох сотень мегагерц стають настільки малими, що їхнє виготовлення й застосування викликають серйозні труднощі. Крім того, з підвищенням частоти на параметри зосереджених елементів все більший вплив починають робити випромінювання й теплові втрати в них. Все більшого поширення одержали мікросмушкові лінії (МСЛ) [2,3], що мають розподілені параметри вздовж всієї лінії - активний опір, індуктивність і ємність. Їхнє застосування дозволяє створювати гібридні ланцюги, що складаються з елементів із зосередженими та розподіленими параметрами. Пасивні елементи можуть бути також виконані у вигляді відрізків або комбінацій МСЛ.

Аналіз попередніх досліджень. Проблемі синтезу ланцюгів узгодження присвячена велика кількість робіт: класична теорія Р. Фано, методи Р. Унбеауена й Г. Карліна для широкосмугових ланцюгів узгодження, графоаналітичні методики Вольпер-

та-Сміта (засновані на побудові ліній постійних значень характеристик підсилювача й областей стійкості на площинах коефіцієнтів відбиття джерела сигналу та навантаження - транзистора). Існуючі методики проектування ланцюгів узгодження НВЧ підсилювачів є трудомісткими та мають різні обмеження. Тому в цей час інтенсивно ведуться наукові дослідження зі створення програмних комплексів автоматизованого проектування різноманітних технічних й інтегральних систем НВЧ-діапазону. Розвиток методів автоматизації проектно-дослідницьких робіт на базі персонального комп'ютера є на сьогодні актуальним завданням.

Мета роботи. Розробка універсальної програмної моделі проектування ланцюгів узгодження на МСЛ за рахунок інтегрування та модифікації існуючих математичних методик синтезу в загальну комп'ютерну-автоматизовану методику.

Матеріал і результати дослідження. У роботі розглядається програмно-аналітична модель Amplifier[®], призначена для розробки й моделювання вузькосмугових підсилювачів НВЧ комплексно-спряженими відрізками МСЛ. У цей час в основі розрахунку й аналізу транзисторних підсилювачів ВЧ/НВЧ, застосовують як структурні, так і безструктурні моделі транзисторів. Фізична модель-структурна, якою б складною не була, є завжди наближеною, й лише безструктурні моделі (транзистор - "чорний ящик" - чотириполюсник) досить точні, оскільки параметри транзисторів, що наводяться у технічній документації виробника, вимірюються на ряді частот того частотного діапазону, до якого вони призначені [4,5].

На рис. 1 вхідний ланцюг трансформувє опір реального джерела сигналу $Z_g=Z_o$ в опір Z_1 у площині транзистора, а ланцюг узгодження - Z_2 у $Z_n=Z_o$.

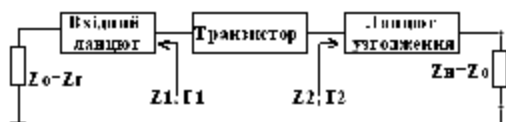


Рисунок 1 – Структурна схема транзисторного підсилювача. НВЧ діапазон

Структурна схема може бути доповнена й іншими ланцюгами узгодження (корекції), наприклад для здійснення вирівнювання АЧХ. Розрахунок узгодження може здійснюватися за рахунок комплексно-спряженого з'єднання точок “джерела” й “приймача” сигналу (рис. 2).

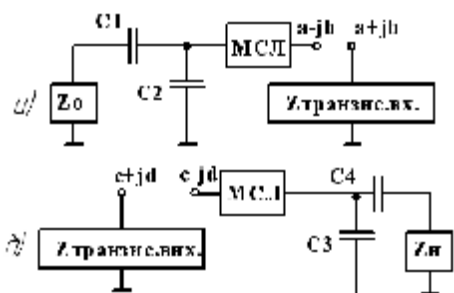


Рисунок 2 – Узгодження джерела сигналу, активного елемента - транзистора та навантаження

Доцільною для застосування можна вважати таку систему, параметри якої входять у рівняння, що описують роботу пристрою. Тому для різних застосувань можуть виявитися придатними різні системи параметрів: система h-параметрів, система u-параметрів, матриця провідності, система s-параметрів, система універсальних s'-параметрів, система нестандартних s-параметрів. Хоча ці системи рівноцінні з погляду їхнього перерахування з однієї в іншу, на практиці їх не можна вважати рівноцінними.

На рис. 3 наведені стандартні спрощені схематичні варіанти побудови вузькосмугових підсилювачів.

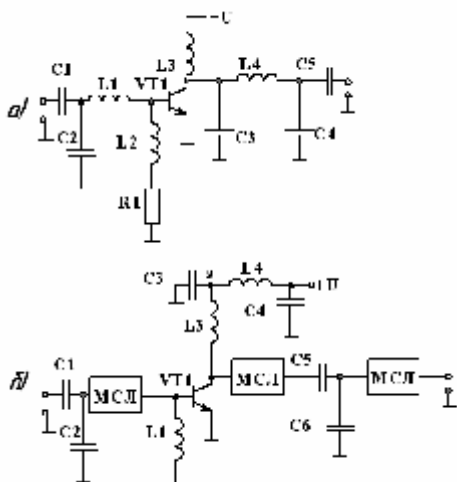


Рисунок 3 – Типові спрощені схеми вузькосмугових підсилювачів потужності

Як відомо, підсилювач можна охарактеризувати наступними параметрами: коефіцієнтом підсилення потужності (K_{pHOM}), коефіцієнтом шуму, модулями вхідного й вихідного коефіцієнтів відбиття ($|S_{11}|$ і $|S_{22}|$). Коефіцієнт підсилення потужності визначається з [5,6]:

$$K_{pHOM} = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_1|^2) \cdot (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 \cdot S_{11} - \Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta|^2}, \quad (1)$$

де коефіцієнт $\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$; Γ_1, Γ_2 – коефіцієнт відбиття від вхідних та вихідних ланцюгів узгодження.

Коефіцієнти відбиття від навантажень у площині транзистора Γ_i визначаються:

$$\Gamma_i = \frac{z_i - z_0}{z_i + z_0} = \frac{R_i + jX_i - R_0}{R_i + jX_i + R_0}, \quad i = 1, 2, \quad (2)$$

де Z_0 – хвильовий опір лінії; Z_1, Z_2 – опір навантажень вхідних і вихідних ланцюгів узгодження відносно транзистора.

Для s-параметрів матриці M розсіювання хвиль напруги, коефіцієнти відбиття напруги від входу / виходу, коефіцієнти прямої й зворотної передачі напруги визначаються при узгодженні чотириполюсника на його виході ($U_{2nad} = 0$) і вхіді ($U_{1nad} = 0$):

$$M = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$S_{11} = \left. \frac{U_{1vid}}{U_{1nad}} \right|_{U_{2nad}=0}, \quad S_{12} = \left. \frac{U_{1vid}}{U_{2nad}} \right|_{U_{1nad}=0},$$

$$S_{21} = \left. \frac{U_{2vid}}{U_{1nad}} \right|_{U_{2nad}=0}, \quad S_{22} = \left. \frac{U_{2vid}}{U_{2nad}} \right|_{U_{1nad}=0}.$$

Для s-параметрів матриці розсіювання хвиль потужності коефіцієнти S_{11} та S_{22} визначаються:

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{A_1^* \cdot S_{11} - \Gamma_1^* + \Gamma_1^* \cdot \Gamma_2 \cdot S_{22} - \Gamma_2 \cdot \Delta}{A_1 \cdot (1 - \Gamma_1 \cdot S_{11} - \Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta)} \\ S_{22} = \frac{A_2^* \cdot S_{22} - \Gamma_2^* + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2^* \cdot S_{11} - \Gamma_1 \cdot \Delta}{A_2 \cdot (1 - \Gamma_1 \cdot S_{11} - \Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta)} \end{cases}, \quad (4)$$

де $A_i = \frac{1 - \Gamma_i^*}{|1 - \Gamma_i|} \cdot \sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}$, $i = 1, 2$; зірочкою позначені комплексно-спряжені величини.

Відношення A_i^* / A_i рівнозначно значенням $e^{j2\phi_i}$, тобто $A_i^* / A_i = e^{j2\phi_i}$, де ϕ_1, ϕ_2 – фазові кути коефіцієнтів передачі вхідних і вихідних ланцюгів узгодження.

Найважливішим параметром підсилювача є коефіцієнт шуму $K_{Ш}$:

$$K_{Ш} = K_{Ш \min} + \frac{4 \cdot R_{Ш} \cdot \text{Re } z_1 \cdot |\Gamma_1 - \Gamma_{1Ш \min}|^2}{z_0^2 \cdot |1 - \Gamma_1|^2 \cdot |1 + \Gamma_{1Ш \min}|^2} \quad (5)$$

$$\Gamma_{1Ш\min} = \frac{z_{1Ш\min} - z_0}{z_{1Ш\min} + z_0},$$

де $z_{1Ш\min}$ - опір джерела сигналу; $R_{ш}$ – еквівалентний шумовий опір транзистора; $\Gamma_{1Ш\min}$ - коефіцієнт відбиття від джерела сигналу з опором $z_{1Ш\min}$, при якому досягається мінімальний коефіцієнт шуму активного елемента $K_{Ш\min}$; Γ_1 - коефіцієнт відбиття від навантаження z_1 ; z_0 - хвильовий опір в лінії.

Вибором опору джерела сигналу можна мінімізувати коефіцієнт шуму з урахуванням одержання на вході підсилювача як можна меншого коефіцієнта стоячої хвилі напруги K_{CTU} :

$$K_{CTU} = \frac{1 + |\Gamma_i|}{1 - |\Gamma_i|}, i = 1, 2.$$

Стійкість підсилювача визначається s-параметрами транзистора та опорами, на які він навантажений. У діапазоні ВЧ/НВЧ при деяких опорах джерела сигналу й навантаження підсилювач може збудитися за рахунок наявності паразитних зворотних зв'язків. Самозбудження підсилювача можливо лише тоді, коли активна складова вхідного або вихідного опору є негативною, тобто коефіцієнт відбиття більше одиниці $|S_{11}| > 1$, $|S_{22}| > 1$.

При одночасному виконанні трьох нижчеподаних умов, підсилювач є безумовно стійким, тобто збудження в заданому діапазоні частот при будь-яких опорах ланцюгів узгодження (z_1 , z_2) не відбувається. Виконання умов (6) є необхідним та достатнім:

$$\begin{cases} |S_{12} \cdot S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2 \\ |S_{12} \cdot S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2 \\ 2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}| < 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 \end{cases} \quad (6)$$

Інваріантний коефіцієнт стійкості (стабільності) K_y , а також коефіцієнти B_1 й B_2 [5,6]:

$$\begin{cases} K_y = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \\ B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ K_y > 1, B_1 > 0, B_2 > 0 \end{cases} \quad (7)$$

Як відомо, умови безумовної стійкості (7) є необхідними, але недостатніми. У випадку потенційно нестійкого підсилювача визначається область припустимих опорів (ОПО) вхідного й вихідного навантажень у площині стабільно працюючого транзистора із кругової діаграми повних опорів. Межею ОПО вхідного і вихідного навантаження буде окружність із радіусом r_{si} і центром r_{si} щодо центра кругової діаграми ($|r_s| = 1$, $|\Gamma| = 1$):

$$\begin{cases} r_{si} = \frac{S_{ii} - \Delta \cdot S_{ji}^*}{|S_{ii}|^2 - |\Delta|^2} \\ r_{si} = \frac{|S_{12} \cdot S_{21}|}{|S_{ii}|^2 - |\Delta|^2} \end{cases}, \quad (8)$$

де $i = 1, 2$ - для вхідної й вихідної площин відповідно; $j = 2, 1$ - для вихідної й вхідної площин відповідно.

Максимальний коефіцієнт підсилення потужності $K_{P\max}$ для безумовно стійкого підсилювача при двосторонньому узгодженні визначається:

$$K_{P\max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \cdot (K_y - \sqrt{K_y^2 - 1}). \quad (9)$$

Для потенційно нестійкого мінімальний коефіцієнт підсилення потужності $K_{P\min}$:

$$K_{P\min} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \cdot (K_y + \sqrt{K_y^2 - 1}). \quad (10)$$

За відомими коефіцієнтами відбиття від навантажень у площині транзистора визначаються опори навантажень z_{im} :

$$\begin{cases} z_{im} = z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_{im}}{1 - \Gamma_{im}}, i = 1, 2 \\ \Gamma_{1m} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2C_1} \\ \Gamma_{2m} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2C_2} \end{cases}, \quad (11)$$

де знак мінус відповідає випадку $B_i > 0$, знак плюс - $B_i < 0$.

Приклад 1. Розрахуємо за допомогою програми "Amplifier[®]" абсолютні опори джерела сигналу й навантаження.

Допустимо, що є деякий транзистор VT, включений за схемою з загальним емітером із наступними значеннями S-параметрів для 1,8 ГГц: $|S_{11}| = 0,2$, $j_{S11} = -170^0$, $|S_{12}| = 0,08$, $j_{S12} = 60^0$, $|S_{21}| = 3,5$, $j_{S21} = 62^0$, $|S_{22}| = 0,63$, $j_{S22} = -37^0$.

З результатів розрахунку програми Amplifier[®] видно, що умови безумовної стійкості виконуються, тому що: $|S_{12} \cdot S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2$ (0,28 < 0,96), $|S_{12} \cdot S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2$ (0,28 < 0,603), $K_y > 1$ (1,066), $B_1 > 0$ (0,61), $B_2 > 0$ (1,323). Максимальний коефіцієнт підсилення потужності $K_{P\max} = 30,49$ (14,84 дБ) реалізується при двостороннім узгодженні: $\Gamma_{1m} = -0,695 - j0,104$ та $\Gamma_{2m} = 0,659 + j0,544$. Абсолютні опори (для $Z_0 = 50$ Ом) джерела сигналу й навантаження в площині транзистора склали: $Z_{1m} = 8,78 - j3,594$ (Ом), $Z_{2m} = 32,78 + j131,98$ (Ом). Да-

лі розраховуються ланцюги узгодження - МСЛ на підпрограмах VNUMICROSTRIP[©] і Microstrip_Line з [2,3] та інші ланцюги корекції. Використання автоматизованої діаграми Сміта робить розрахунок візуально зрозумілим.

Приклад 2. Розрахуємо вхідний ланцюг узгодження для підсилювача (рис. 3,б) на транзисторі із загальним емітером з наступними параметрами: транзистор з $Z_{вх}=1,2+j1,8$, друкована плата – двохстороння, товщина фторопластової підкладки - 1,5 мм, товщина провідного шару з міді – 35,5 мкм, $\epsilon_{фторопласта} = 2$, $f = 500,000$ МГц, $r = 0,0175 \cdot 10^{-6}$ Ом·м, $tg\delta = 0,0003$, $Z_0=50$ Ом.

1. Синтез МСЛ зроблений у підпрограмі VNUMICROSTRIP[©]: $Z_0(f)=50,047$ Ом (ширина МСЛ – 4,87 мм, фізична довжина МСЛ – 19 мм, ефективна довжина хвилі – 45,6 см).

2. Вхідним значенням програми Amplifier[©] є комплексно-спряжене значення вхідного опору: $Z_x=1,2-j1,8$. Вихідні значення автоматизованого перетворення Z_x в 50 Ом показано на рис. 4: $C_2=22,3$ пФ, $Z_1=5,3$ пФ.

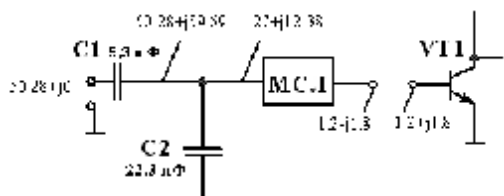


Рисунок 4 – Вхідний ланцюг узгодження

Порівняння отриманих значень елементів проведено в програмі Smith-Chart (Berne University of Applied Sciences, School of Engineering and Information Technology, Division of Electrical- and Communication Engineering, Prof. F. Dellsperger, Швейцарія). Діаграма для вхідного ланцюга наведена на рис. 5.

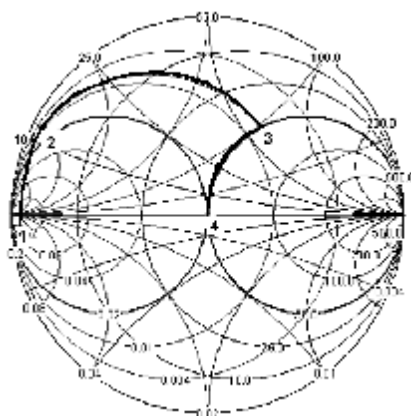


Рисунок 5 – Діаграма проектування вхідного ланцюга у програмі Smith-Chart, v 2.03

Висновки. Програмно-аналітична модель розрахунку ланцюгів узгодження реалізована в розроблених програмах Amplifier[©] та VNUMICROSTRIP[©]. Застосування програми дозволяє спростити й прискорити процес проектування вузькосмугових підси-

лювачів ВЧ/НВЧ діапазону [7,8]. Додаткове застосування програмних діаграм Сміта дозволяє зробити розрахунок максимально наочним та зрозумілим [9]. Таким чином, в результаті застосування програм у комплексі утворюється інструмент, який дозволяє швидко проектувати ланцюги узгодження підсилювачів та інших напівпровідникових інтегральних структур у ВЧ/НВЧ діапазоні.

ЛІТЕРАТУРА

1. Воронкин А.С. Многоканальная цифровая автоматизированная система регистрации быстропротекающих физических процессов / А.С. Воронкин, П.И. Голубничий, Ю.М. Крутов // Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля – Луганськ, 2007. - №4 (110), Ч.І. – С. 57-65.
2. Воронкин А.С. Автоматизированное проектирование, расчет и моделирование оптимальных параметров полосковых структур в СВЧ диапазоне / А.С. Воронкин, А.В. Чичикалов // Актуальные вопросы теоретической и прикладной биофизики, физики и химии: матер. IV Всеукраинской науч.-техн. конф. БФФХ – 2008, Севастополь, 21–26 апреля 2008 г. – Севастополь, 2008. – С. 22-25.
3. Воронкин А.С. Автоматизированное моделирование параметров пассивных сосредоточенных элементов и цепей согласования в ВЧ/СВЧ приборах // Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля – Луганськ, 2008. - №1 [Електронний ресурс]. – Національна бібліотека України імені В.І. Вернадського, Київ. <http://www.nbu.gov.ua/ejournals/Vsunud/2008-1E/08vassvp.htm>.
4. Фуско В.Ф. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В.Ф. Фуско; Под редакцией В.И.Вольмана - М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
5. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ / Н.З. Шварц. - М.: Советское радио, 1980 – 368 с.
6. Микроэлектронные устройства СВЧ / Г.И. Веселов - М.: Высшая школа, 1988 – 280 с.
7. Microstrip design techniques for UHF amplifiers – AN548A (280576 bytes, pdf). [Електронний ресурс]. Semiconductor application note. Freescale Semiconductor, inc. – <http://www.freescale.com>.
8. Impedance matching networks applied to RF power transistors – AN721 (737280 bytes, pdf). [Електронний ресурс]. Application note. Rev. 1 10/2005. Freescale Semiconductor, inc. – <http://www.freescale.com>.
9. The software: Smith-Chart Diagram, v 2.03. Berne University of Applied Sciences. School of Engineering and Information Technology. Prof. Fritz Dellsperger, J. Tschirren, R. Wetzel, M. Aebersold and M. Baud. ©1995-2005. Switzerland. [Електронний ресурс]. – <http://www.fritz.dellsperger.net/>

Стаття надійшла 30.09.2008 р.
Рекомендовано до друку д.ф.-м.н., проф.
Слізаровим О.І.

