

Optimisation of high efficient RF power amplifying schematics by automated S-matrix analysis

Iliia Nedelchev, Miroslav Tomov

Оптимизация на високоефективни мощни радиочестотни усилвателни схеми чрез автоматизиран S-матричен анализ

Илия Неделчев, Мирослав Томов

Abstract: The object of this publication is synthesized description of software-automated methodology for practical application of the S-matrix method for testing the amplifier as an active two-port network through the development and testing of highly efficient radio frequency power amplifier upon preset output parameters. A specific unit scheme has been chosen and its programming model, developed for training purposes, has been described. The work with the module could be useful for designers and students to synthesize new design schematics of particular RF devices.

Key words: S-parameters, high efficient RF power amplifiers, S-matrix analysis, optimized design of RF amplifier, class E amplifier optimization.

ВЪВЕДЕНИЕ

Всяка усилвателна схема може да бъде представена като активен четириполюсник, който, както е известно, може да бъде еднозначно описан по всяка една от няколкото взаимно свързани системи параметри – [A], [Z], [Y], [H]. Поради спецификата на процесите в електронните устройства, работещи в диапазона на високи и свръхвисоки честоти, обаче, анализите, базирани на изброените системи параметри се оказват доста непрецизни. Нито една от тях не отчита наличието на отразени електромагнитни вълни, породени основно от нееднородността и недобрата първична съгласуваност на елементите в схемата. Особено за диапазона СВЧ допълнително бяха разработени още две системи [S] и [T] параметри, които практически елиминират недостатъците на споменатите основни системи параметри.

Предмет на настоящата публикация е синтезирано описание на програмно-автоматизирана методика за практическо приложение на S-матричния метод за изследване на усилвателя като активен четириполюсник чрез разработка и изследване на конкретен високоефективен радиочестотен усилвател по зададени изходни параметри. За целта е създаден автоматизиран изчислителен модул в среда на ADS, който дава възможност да бъдат непосредствено променяни параметрите на един или няколко елемента от схемата едновременно или поотделно посредством графично интерактивно позициониране на работната точка, съответстваща на желаня максимално ефективен режим на работа на усилвателя за проектния честотен диапазон. С негова помощ е проектирана и изследвана едностъпална схема на радиочестотен усилвател, работещ в ключов режим клас E с шунтиращ кондензатор, с изходна мощност 200W при работна честота 3.50 MHz.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Системата уравнения с S-параметри за описание на четириполюсника е:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (1)$$

Или в матричен вид:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

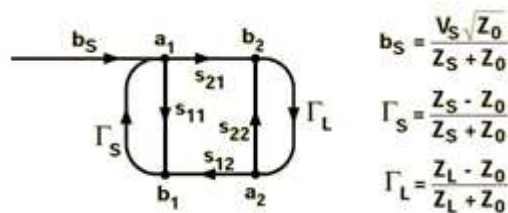
където S_{11} и S_{22} са съответно входният и изходният коефициенти на отражение, а S_{12} и S_{21} са съответно входният и изходният коефициенти на предаване в права и обратна посока.

Падащите вълни, означени с a_1 и a_2 са независими променливи, а отразените вълни b_1 и b_2 са зависими променливи. Прието е, че усилвателната схема е включена към преносна система с известен характеристичен импеданс Z_0 . S-параметрите са измерени при съгласуване входа и изхода на четириполюсника с него. При тези условия те могат да бъдат изчислени така:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (3)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (4)$$

При проектирането на мощни усилватели, един от най-важните параметри е коефициентът на усилване по преобразувана мощност. Зависимостта за неговото изчисление може да бъде изведена на базата на сигнален граф [1], представящ визуално потоците на пренасяните сигнали в четириполюсника (фиг.1).



Фиг. 1. Потоци на пренасяните сигнали в четириполюсника

$|a_1|^2$ = мощност на падащата вълна на входа на четириполюсника или мощността, която източник със съпротивление равно на характеристичното, е в състояние да отдаде; $|a_2|^2$ = мощност на падащата вълна на изхода на четириполюсника или мощността на отразената от товара вълна; $|b_1|^2$ = мощност на отразената вълна на входа на четириполюсника или разликата между мощността, която източник със съпротивление равно на характеристичното, е в състояние да отдаде и мощността, получена на входа на четириполюсника ; $|b_2|^2$ = мощност на отразената вълна от изхода на четириполюсника или мощността на падащата вълна върху товара, т.е. мощността, която се разсейва в товар със съпротивление равно на характеристичното. $|b_S|^2$ = нормализираната към характеристичното съпротивление мощност на източника. Γ_S и Γ_L са комплексни коефициенти на отражение, които отчитат степента на съгласуваност на импедансите на две съседни звена.

Коефициентът на усилване на преобразуваната мощност се определя като отношение на мощността, отдадена в активния товар към запазващата постояннотокова мощност от външния източник. Отношението на b_2 към b_S се намират по правилото за недокосване [2] на контура на сигналните графи, което води до израза за коефициента на усилване по преобразувана мощност.

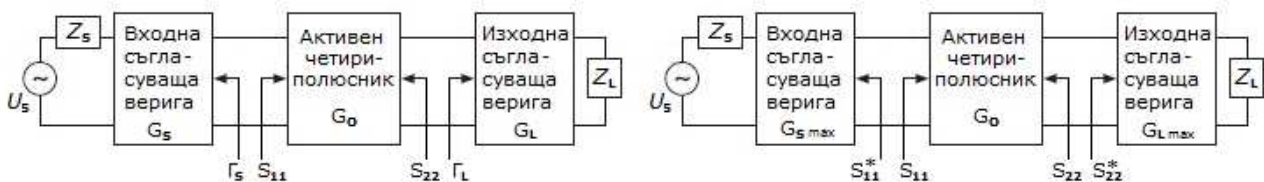
$$G_T = \frac{P_{del}}{P_{avs}} = \frac{|b_2|^2}{|b_S|^2} \cdot (1 - |\Gamma_S|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (5)$$

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{21}s_{12}\Gamma_L\Gamma_S|^2} \quad (6)$$

Приема се, че схемата е едностранна, т.е. $S_{12}=0$, поради което изразът (6) придобива вида:

$$G_{T_e} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|(1-S_{11}\Gamma_S)|^2} \cdot \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-S_{22}\Gamma_L)|^2} \quad (7)$$

Първият множител е обобщен параметър на използвания активен елемент. След установяването на работния му режим, комплексният коефициент S_{21} е определен еднозначно и остава инвариантен при следващите стъпки от проектирането. Другите два множителя в (7) зависят както от S_{11} и S_{22} , така и от коефициентите на отражение на входа и изхода на четириполюсника. Тези два крайни количествени параметъра могат да бъдат контролирани в процеса на проектиране на усилвателя. [4] Използват се беззагубни схеми, преобразуващи импеданса на входа и изхода на четириполюсника. Така усилването е резултат от три отделни и независими усилвателни етапа, а усилвателят е синтезиран от три отделни схемни звена – входна съгласуваща верига (заедно с източника тя формира драйверната схема, управляваща усилвателя), усилвателен елемент и изходна съгласуваща верига.



Фиг. 2. Блок-схема на мощен радиочестотен усилвател с усилвателен елемент представен като активен четириполюсник

Изходната схема служи за съгласуване на 50Ω товарен импеданс към изходния импеданс на транзистора. Макар че модулът G_o е изграден от пасивни елементи, той допринася за увеличаване на усилването. Това е така, поради наличието на вътрешна обменна загубна мощност между Z_o и S_{11} , и елементите, преобразуващи импеданса могат да бъдат използвани да подобрят съгласуването и намалявайки загубите от обмена, в крайна сметка практически увеличават усилването.

Величината G_o е свързана със самия активен елемент и избрания му режим на работа. $G_o = |S_{21}|^2$.

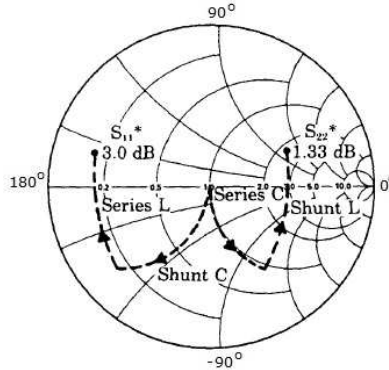
Третата величина - G_L предоставя същата функция както G_S , но нейното въздействие се отнася до съгласуването на изходния импеданс на четириполюсника.

Максималният коефициент на усилване може да бъде постигнат с избора на съгласуващи импеданса вериги, когато са изпълнени условията $\Gamma_S = S_{11}^*$ и $\Gamma_L = S_{22}^*$.

Предавателните усилвателни характеристики, S_{21} , са измерени предварително и $|S_{21}|^2$ като функция на честотата има максимум около проектната честота $3.50 \text{ MHz} = G_{Lmax}$, което е максималното едностранно усилване. Максималните стойности на входните и изходните съгласуващи величини са постоянни над този честотен диапазон.

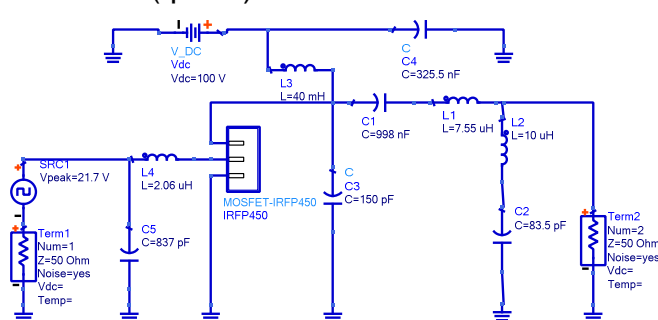
Следваща стъпка в алгоритъма на оптимизация е да бъдат подбрани необходимите елементи и начин на свързване за изграждане на съгласуващите схеми [6]. За целта се нанасят окръжностите на входното и изходното постоянно усилване върху диаграмата на Смит. В този случай са достатъчни два кръга, представящи максималното усилване. Тези кръгове имат нулев радиус и съвпадат с S_{11}^* и S_{22}^* (фиг.3). Това, което се постига с този алгоритъм, е софтуерна реализация на

класическия графо-аналитичен метод чрез „налагане“ диаграмите на Смит за отчет на импедансите и за отчет на адмитансите. При „движение“ по графиката от товарния импеданс 50Ω в центъра на диаграмата по окръжността на постоянното съпротивление, се намира пресечната ѝ точка с окръжността на постоянната проводимост. Тази точка е S_{22}^* и съответства на отрицателен реактанс от 50Ω . Това определя, че първият елемент трябва да бъде серийно свързан кондензатор.



Фиг. 3. Използване диаграмата на Смит за избор на елементи и топология на схемата според необходимите стойности на импедансите

След това се добавя серийно свързана индуктивна проводимост в кръга с постоянна проводимост, след което добавяме и паралелен клон от серийно свързани индуктивност и капацитет, така че импедансът по отношение на съгласуващата верига да стане равен на S_{22}^* . Същата процедура се прилага и към входната верига, в резултат на което се оформя окончателната топология и елементен състав на схемата (фиг.4).



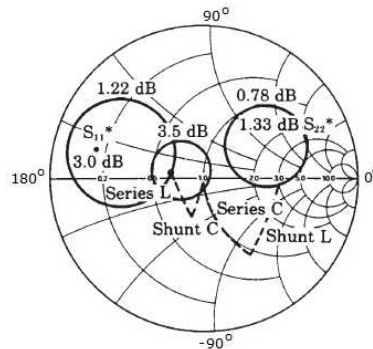
Фиг. 4. Схема на радиочестотен усилвател клас E с шунтиращ кондензатор

Изборът, който е направен на този етап, осигурява подходяща форма и амплитудна стойност на управляващото напрежение на транзистора без добавяне на други елементи, които неизбежно ще внесат в схемата допълнителни паразитни влияния. Важно съображение е реализируемостта на дадена комбинация от елементи – една схемна конфигурация обикновено изисква стойности на параметрите на елементите много по-лесни за постигане от тези при друга конфигурация.

Използват се окръжностите на постоянното усилване, за да бъде определен приносът на входната съгласуваща верига за пълния коефициент на усилване. Аналогично, знаейки коефициента на усилване на устройството при честота 3.50 MHz и желаната стойност на G_2 , може да бъде пресметнат приносът на изходната верига за усилването. Подходящата по елементен състав и топология изходна съгласуваща верига, може да бъде определена чрез използване на окръжностите на постоянно усилване на изхода [5].

Това позволява да бъде изчислена окръжността на изходния коефициент на усилване. Желаното усилване е 16 dB. Поради съгласуването на входа,

коэффициентът на усилване е 1.22 dB а предавателния коэффициент на усилване с 50 Ω източник и завършващи с товар е 14 dB. Поради това, желаното усилване от съгласуващата верига в изхода е 0.78 dB.



Фиг. 5. Окръжности на постоянните коефициенти на усилване, осигурени от входната и изходната съгласуващи вериги, и шунтиращия кондензатор

Всяка точка от окръжността 0.78 dB би дала желаната стойност на усилване. Стойността на капацитета се избира така, че тази точка да попада едновременно върху окръжността с постоянна проводимост и върху окръжността на максималното усилване, представена от G_{22}^* (фиг.5).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направеното изследване позволява да се направят следните изводи: Зависимостта на коефициента на усилване за изходната съгласуваща верига е повече или по-малко симетричен спрямо проектната работна честота. На входната страна, обаче, с увеличаване на честотата, и капацитивното, и индуктивното съпротивление нарастват, което увеличава усилването. Когато честотата намалява, тези стойности намаляват, което води до намаляване на усилването. Поради това приносът към коефициента на усилване от входната верига е несиметричен по отношение на проектната честота.

Изчислителният модул е универсален и би могъл да бъде използван за оптимизация на схеми, работещи в целия ВЧ и СВЧ диапазон.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Hamam R.E., Karalis A., Joannopoulos J.D., Soljacic M. "Coupled-mode theory for general free-space resonant scattering of waves", Physical review A, vol. 75, issue 5, ID 053801, 2007.
- [2] Yuan Q., Chen Q., Sawaya K., "Maximum transfer efficiency of wireless power transfer system with resonant/non-resonant transmitting/ receiving elements," Proc. 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, p. 521.6, Toronto, Canada, July 2010
- [3] Kazimierzczuk M. K. RF Power Amplifier. John Wiley & Sons, Ltd, 2008
- [4] Grebennikov, A. V., N. O. Sokal Switchmode RF Power Amplifiers. ELSEVIER Newnes 2007.
- [5] Pozer D., Microwave Engineering, Third Edition, Wiley 2005.
- [6] Карапенев Б. Моделиране и симулационно изследване на опростен модел на мощни радиочестотни MOS транзистори. Научни трудове на Русенския университет, том 51, серия 3.2, стр.46-51, ISSN 1311-3321, 2012 г.

За контакти:

маг. инж. Мирослав Томов, Катедра "Комуникационни мрежи и системи", Технически университет - Габрово, тел.: 088 8858 336, e-mail: mirtomov@gmail.com