

MỤC LỤC

LỜI CẢM ƠN

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU VIẾT TẮT

CHƯƠNG 1: LÝ THUYẾT CHUNG VỀ KỸ THUẬT SIÊU CAO TẦN

.....2

1.1. Giới thiệu chung.....2

1.2. Lí thuyết đường truyền.....3

1.2.1. Các loại đường truyền.....3

1.2.2. Các thành phần.....4

1.2.3. Các hiệu ứng truyền trên đường dây.....4

1.3. Đồ thị Smith.....7

1.4 Phối hợp trở kháng.....11

1.4.1 Lý thuyết chung.....11

1.4.1 Các kỹ thuật phối hợp trở kháng.....12

CHƯƠNG 2: NGHIÊN CỨU, THIẾT KẾ, CHẾ TẠO BỘ KHUẾCH ĐẠI TẠP ÂM THẤP LNA BĂNG TẦN S.....15

2.1. Bộ Khuếch Đại Táp Âm Thấp LNA.....15

2.2. Thiết kế chế tạo bộ khuếch đại tạp âm thấp LNA sử dụng transistor SPF-3043.....17

2.2.1. Transistor SPF 3043.....17

2.2.2. Phương pháp phối hợp trở kháng.....18

2.2.3. Phương pháp dùng đoạn dây $\lambda/4$19

2.2.4. Tính toán mô phỏng và thiết kế.....19

2.3. Đo đạc kết quả và nhận xét.....28

KẾT LUẬN.....30

TÀI LIỆU THAM KHẢO.....31

DANH MỤC CÁC KÍ HIỆU VIẾT TẮT

LNA	Low Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LO	Local Oscillator	Dao động tại chỗ
MEO	Medium Earth Orbit	Quỹ đạo tầm trung
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
SPS	Solar Power Satellite	Vệ tinh năng lượng mặt trời
SHF	Super High Frequency	Tần số siêu cao
TWT	Travelling Wave Tube	Ống dẫn sóng
UHF	Ultra High Frequency	Cực cao tần

LỜI CẢM ƠN

Em xin chân thành cảm ơn ThS Đoàn Hữu Chúc, thầy đã tận tình giúp đỡ, chỉ bảo hướng dẫn em trong suốt thời gian thực hiện luận văn tốt nghiệp.

Đồng thời, em cũng xin gửi lời cảm ơn tới các thầy cô bộ môn Điện Tử đã tạo điều kiện tốt nhất và tận tình hướng dẫn về chuyên môn trong thời gian em thực hiện luận văn này.

Mặc dù có nhiều cố gắng, nhưng vì thời gian có hạn và vốn kiến thức còn rất hạn chế nên công trình còn nhiều thiếu sót. Vì vậy, em rất mong nhận được sự đóng góp, chỉ bảo của các thầy cô và các bạn.

Em xin chân thành cảm ơn!

Hải Phòng, ngày 29 tháng 06 năm 2013

Sinh viên

Nguyễn Minh Kế

CHƯƠNG 1: LÝ THUYẾT CHUNG VỀ KỸ THUẬT SIÊU CAO TẦN

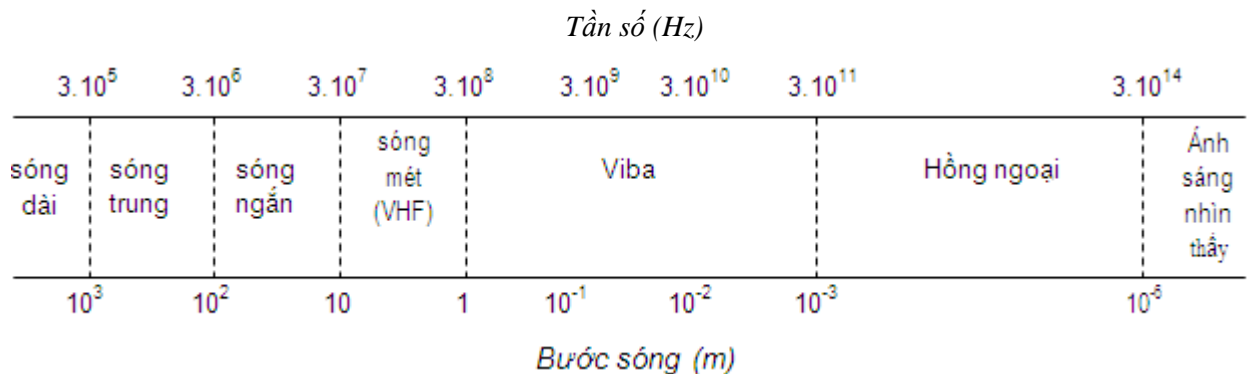
1.1 Giới thiệu chung:

Thuật ngữ “viba” (microwaves) là để chỉ những sóng điện từ có bước sóng rất nhỏ, ứng với phạm vi tần số rất cao của phổ tần số vô tuyến điện.

Phạm vi của dải tần số này cũng không có sự quy định chặt chẽ và thống nhất toàn thế giới. Giới hạn trên của dải thường được coi là tới 300 GHz ($f = 3 \cdot 10^{11}$ Hz), ứng với bước sóng $\lambda = 1$ mm (sóng milimet), còn giới hạn dưới có thể khác nhau tùy thuộc vào các quy ước theo tập quán sử dụng. Một số nước coi "sóng cực ngắn" là những sóng có tần số cao hơn 30 MHz (bước sóng $\lambda \leq 10$ m), còn một số nước khác coi "viba" là những sóng có tần số cao hơn 300 MHz (bước sóng $\lambda \leq 1$ m).

Với sự phát triển nhanh của kỹ thuật và những thành tựu đạt được trong việc chinh phục các băng tần cao của phổ tần số vô tuyến, khái niệm về phạm vi dải tần của "viba" cũng có thể còn thay đổi.

Hình 2.1 minh họa phổ tần số của sóng điện từ và phạm vi dải tần của kỹ thuật viba được coi là đối tượng nghiên cứu trong môn học này.



Hình 1.1: Phổ tần số của sóng điện từ

Trong ứng dụng thực tế, dải tần của vi ba còn được chia thành các băng tần nhỏ hơn:

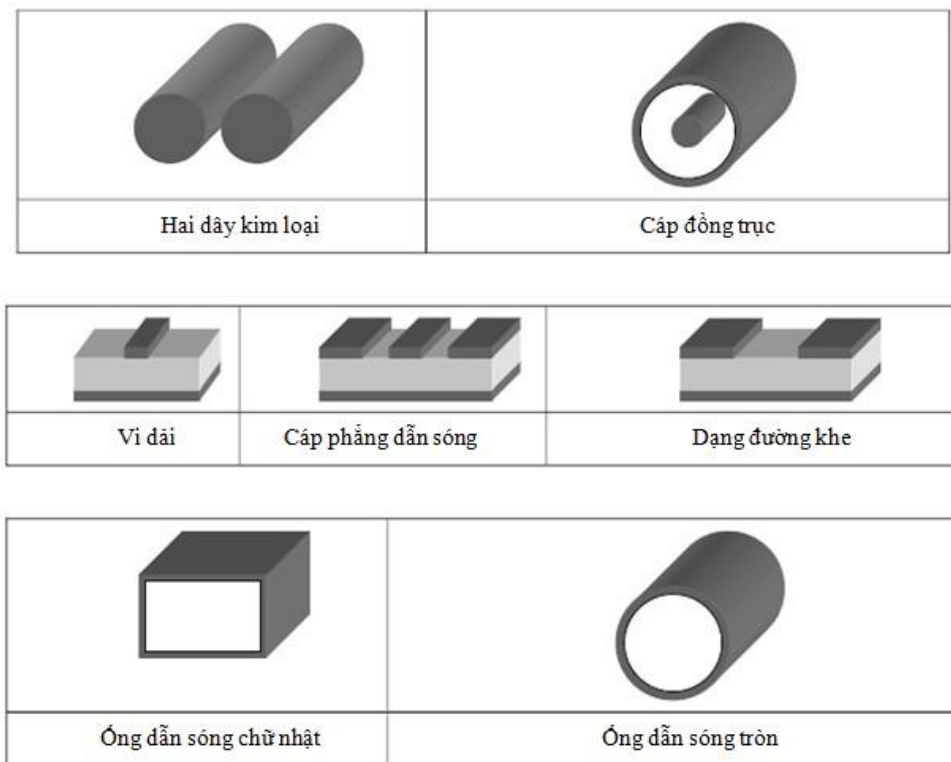
- Cực cao tần UHF (Ultra High Frequency): $f = 300 \text{ MHz} \div 3 \text{ GHz}$
- Siêu cao tần SHF (Super High Frequency): $f = 3 \div 30 \text{ GHz}$
- Thâm cao tần EHF (Extremely High Frequency): $f = 30 \div 300 \text{ GHz}$

1.2 Lý thuyết đường truyền:

Khi nghiên cứu đường truyền đối với các tín hiệu tần thấp, ta thường coi các đường dây nối (hay đường truyền) là ngắn mạch. Điều này chỉ đúng khi kích thước của mạch là nhỏ hơn bước sóng của tín hiệu. Còn đối với tín hiệu cao tần và đặc biệt đối với tín hiệu siêu cao thì ta phải có những nghiên cứu đặc biệt về đường truyền.

1.2.1. Các loại đường truyền:

Một đường truyền được sử dụng để truyền tín hiệu từ một phần tử này đến một phần tử khác hoặc từ lõi vào của một mạch tới một phần tử nào đó hoặc từ một phần đến lõi ra. Có các loại đường truyền như dây đôi, đường truyền vi dải, cáp phẳng hoặc ống dẫn sóng.



Hình 1.2: Các dạng đường truyền sóng

Trong trường hợp truyền sóng phẳng TEM thì có thể xác định điện áp và cường độ dòng điện được xác định ở bất kỳ điểm nào.

Các kim loại được đặc trưng bằng độ dẫn σ . Sử dụng các chất điện môi như các chất cách điện giữa các vật dẫn được đặc trưng bởi độ dẫn, hằng số điện môi và độ từ thẩm thường.

1.2.2. Các thành phần:

Các phần tử thụ động: RLC, các diot, các đường truyền ($\frac{\lambda}{4}, \dots$)

Các phần tử hoạt động: các transistor (BJT, FET, MESFET, MOSFET, HEMT)

Các mạch tích hợp (MMIC – Monolithic Microwave Integrated Circuits)

1.2.3. Các hiệu ứng truyền trên đường dây:

Các giả thiết vật lý

QSA (Quasi-Static approximation) sử dụng cho các phần tử thụ động hoặc hoạt động rời rạc.

Các tín hiệu dải thông nhỏ.

Các đường dây được giả sử trong các mode TEM lượng tử.

Các phương trình điện báo:

Xét một cáp đồng trục có chiều dài h .

$$\text{Điện Trở của lõi} \quad R_a = \frac{4h}{\pi \sigma_1 d_1^2} \quad (1.1)$$

$$\text{Điện trở của lớp vỏ bọc:} \quad R_g = \frac{h}{\pi \sigma_2 (d_2 + e)} \quad (1.2)$$

$$\text{Độ tự cảm của lõi trong:} \quad L = \frac{1}{2\pi} \mu_0 \mu_r h \text{Ln} \left(\frac{d_2}{d_1} \right) \quad (1.3)$$

$$\text{Điện dung tạo bởi lõi và lớp vỏ:} \quad C = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r h}{\text{Ln}(d_2/d_1)} \quad (1.4)$$

$$\text{Độ dẫn điện lớp điện môi:} \quad G = \frac{2\pi \sigma_i h}{\text{Ln}(d_2/d_1)} \quad (1.5)$$

Trường hợp sóng sin

$$\frac{\partial^2 \underline{V}}{\partial x^2} = (R_1 + jL_1 \omega)(G_1 + jC_1 \omega) \underline{V} \quad (1.6)$$

$$\frac{\partial^2 \underline{I}}{\partial x^2} = (R_1 + jL_1 \omega)(G_1 + jC_1 \omega) \underline{I} \quad (1.7)$$

Nghiệm tổng quát của phương trình vi phân cấp 2 phụ thuộc vào hai hằng số:

$$\underline{V} = V_{(+)} e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - kx)} + V_{(-)} e^{\alpha x} e^{j(\omega t + kx)} \quad (1.8)$$

Với $\gamma^2 = (R_1 + jL_1\omega)(G_1 + jC_1\omega)$ và $\underline{\gamma} = \alpha + jk$ ($\alpha > 0$)

$V_{(+)}e^{-\alpha x}e^{j(\omega t - kx)}$ là sóng đến

$V_{(-)}e^{\alpha x}e^{j(\omega t + kx)}$ là sóng phản xạ

$$\underline{i} = I_{(+)}e^{-\alpha x}e^{j(\omega t - kx)} + I_{(-)}e^{\alpha x}e^{j(\omega t + kx)} \quad (1.9)$$

Trở kháng đặc trưng

Chúng ta có phương trình: $-\frac{\partial v}{\partial x} = R_1 i + L_1 \frac{\partial v}{\partial t}$ (2.11)

Trở kháng có thể xác định bằng tỷ số giữa điện áp và dòng điện:

$$\frac{V_{(+)}}{I_{(-)}} = \frac{R_1 + jL_1\omega}{\underline{\gamma}} \quad \text{hoặc} \quad \frac{V_{(+)}}{I_{(-)}} = +\underline{Z}_{(c)} \quad (2.12)$$

Coi sóng phản xạ như là sóng sin :

$$\underline{v} = V_{(r)}e^{\alpha x}e^{j(\omega t + kx)}$$

Trở kháng có thể xác định bằng tỷ số giữa điện áp và dòng điện:

$$\frac{V_{(-)}}{I_{(-)}} = \frac{R_1 + jL_1\omega}{\underline{\gamma}} \quad \text{hoặc} \quad \frac{V_{(-)}}{I_{(-)}} = -\underline{Z}_{(c)} \quad (2.14)$$

Vì vậy , được gọi là trở kháng đặc trưng của đường truyền.

Đường truyền không tổn hao

$$R_1 = 0, G_1 = 0 \text{ do đó } \underline{\gamma} = jk$$

$$\text{Và } Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad ; V_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

Hệ số phản xạ

Một đường truyền được giới hạn bởi một tải với trở kháng Z_L . Hệ số phản xạ xác định bởi công thức:

$$\underline{\rho}_L = \frac{V_{(-)L}}{V_{(+)L}} \quad (2.15)$$

$$\underline{Z}_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V_{(+)L} + V_{(-)L}}{I_{(+)L} + I_{(-)L}} = \frac{V_{(+)L}}{I_{(+)L}} \frac{1 + V_{(-)L}/V_{(+)L}}{1 + I_{(-)L}/I_{(+)L}} = \underline{Z}_c \frac{1 + \rho_L}{1 - \rho_L}$$

Trở kháng chuẩn hóa được tính theo đơn vị của trở kháng đặc trưng : $\underline{Z}_L = \frac{Z_L}{Z_{(c)}}$

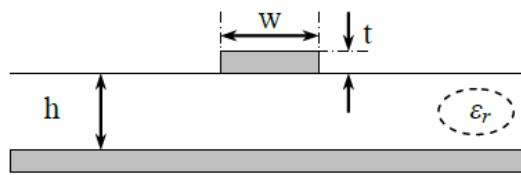
$$\underline{Z}_L \frac{1+\rho_L}{1-\rho_L} \text{ hoặc } \underline{\rho}_L = \frac{Z_L-1}{Z_L+1} \quad (2.16)$$

Sóng đứng

Ở bất cứ điểm nào trên đường truyền ta có:

$$\underline{V}(d) = \underline{V}_{(+)}(d) + \underline{V}_{(-)}(d) = \underline{V}_{(+)}(d)(1 + \underline{\sigma}_L e^{-2jkd}) \quad (2.17)$$

Trường hợp đường truyền vi dải:



Hình 1.3: Đường truyền vi dải

Trở kháng đặc trưng phụ thuộc vào bề rộng, độ cao, hằng số điện môi và bề dày của dải:

$$Z_0 \frac{\eta_0}{2\sqrt{2}\pi\sqrt{1+\epsilon_r}} \text{Ln} \left\{ + \frac{4h}{w'} \left[\sqrt{\frac{\frac{14+8/\epsilon_r}{11} \frac{4h}{w'} +}{\left(\frac{14+8/\epsilon_r}{11}\right)^2 \left(\frac{4h}{w'}\right)^2 + \frac{1+1/\epsilon_r}{2} \pi^2}} \right] \right\} \quad (2.18)$$

Ở đó $\eta_0 \equiv \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377\Omega$ là trở kháng đặc trưng của lớp

không gian : $w' = w + \Delta w$

$$\text{Và } \Delta w = \frac{t}{\pi} \left(\frac{1+1/\epsilon_r}{2} \right) \text{Ln} \left[\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{1}{h}\right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{w/t+1.1}\right)^2}} \right] \quad (2.19)$$

Để đặc trưng cho hiệu ứng bề mặt, người ta đưa ra khái niệm độ thấm sâu của trường hay chính là độ dày của lớp bề mặt mà trường tồn tại δ . Đó chính là khoảng cách tính từ bề mặt vật dẫn đi sâu vào bên trong, tại đó cường độ điện trường giảm đi

$e=2,7183\dots$ lần so với giá trị ngay trên bề mặt

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \text{ với } \alpha = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \sigma \omega}{2}} \quad (2.20)$$

1.3 Đồ thị Smith:

Đồ thị này chính là biểu diễn hình học của hệ thức:

$$Z_L = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} R_0 \quad (2.21)$$

Hay viết dưới dạng trở kháng chuẩn hoá:

$$Z_L = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (2.22)$$

Trong đó $z_L = Z_L/R_0$ chính là trở kháng chuẩn hoá theo R_0 .

Thay $\Gamma = |\Gamma|e^{i\varphi}$ ta viết lại (2.23) dưới dạng :

$$\Gamma_L = \frac{1+|\Gamma|e^{i\varphi}}{1-|\Gamma|e^{i\varphi}} \quad (2.23)$$

Một giá trị bất kỳ của hệ số phản xạ Γ có thể được biểu diễn lên hệ tọa độ cực dưới dạng một bán kính vectơ $|\Gamma|$ và góc pha φ . Như vậy, ứng với mỗi điểm trên mặt phẳng của hệ số phản xạ có một giá trị của hệ số phản xạ hoàn toàn xác định và một giá trị trở kháng z hoàn toàn xác định.

Thay $Z_L = r_L + ix_L$ và $\Gamma = \Gamma_r + i\Gamma_i$ vào (2.23) ta nhận được:

$$r_L + ix_L = \frac{(1+\Gamma_r) + i\Gamma_i}{(1-\Gamma_r) - i\Gamma_i} \quad (2.25)$$

Trong đó r_L và x_L lần lượt là điện trở và điện kháng của tải.

Γ_r và Γ_i là phần thực và phần ảo của hệ số phản xạ Γ .

Trên mặt phẳng hệ số phản xạ (giới hạn trong vòng bán kính bằng 1 và $|\Gamma| \leq 1$) có thể vẽ được 2 họ đường cong, một họ gồm những đường đẳng điện trở $r = const$ và một họ gồm những đường đẳng điện kháng $x = const$.

Cân bằng phần thực và phần ảo của (2.25) ta được 2 phương trình:

$$r_L = \frac{1-\Gamma_i^2 - \Gamma_r^2}{(1-\Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.26)$$

$$x_L = \frac{2\Gamma_i}{(1-\Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.27)$$

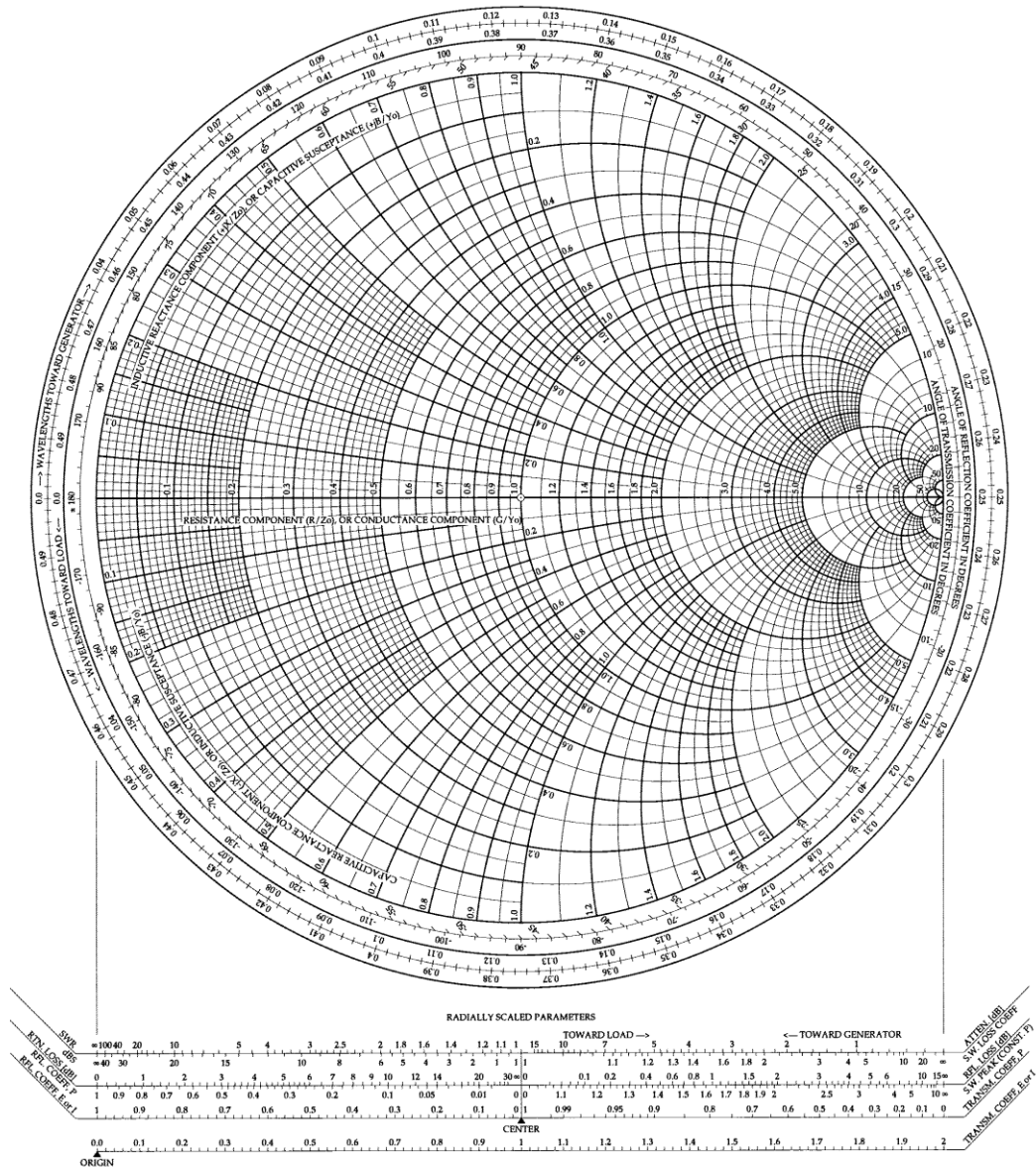
Sau khi biến đổi (2.26) và (2.27) ta nhận được :

$$\left(\Gamma_r - \frac{r_L}{1+r_L}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r_L}\right)^2 \quad (2.28)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x_L}\right)^2 = \left(\frac{1}{x_L}\right)^2 \quad (2.29)$$

Mỗi phương trình trên biểu thị một họ đường tròn trong mặt phẳng Γ_r, Γ_i

The Complete Smith Chart Black Magic Design



Hình 1.4: Đồ thị Smith chuẩn

Sau đây chúng ta tóm lược các điểm đáng lưu ý của đồ thị Smith để thuận tiện cho việc ghi nhớ và sử dụng trong thực tế.

1. Tất cả các giá trị trở kháng trên đồ thị Smith đều là trở kháng chuẩn hoá
2. theo một điện trở chuẩn định trước, thường là trở kháng đặc tính R_0 của đường dây không tổn hao.
3. Đồ thị Smith nằm trong phạm vi của vòng tròn đơn vị vì hệ số phản xạ Γ có modun nhỏ hơn hoặc bằng 1.
4. Các đường đẳng r là họ các vòng tròn có tâm nằm trên trục hoành của đồ thị và luôn đi qua điểm có $\Gamma_r=1$. Giá trị r của mỗi vòng tròn đẳng r được ghi dọc theo trục hoành, từ $0 \rightarrow \infty$ (điểm bên trái ứng với giá trị $r = 0$, điểm bên phải ứng với giá trị $r = \infty$).
5. Các đường đẳng x là họ các vòng tròn có tâm nằm trên trục vuông góc với trục

hoành tại $\Gamma_r=1$. Có hai nhóm đường tròn đẳng x :

- Nhóm các đường đẳng x với $x > 0$ (cảm kháng) là các đường nằm ở phía trên của trục hoành. Giá trị x tăng dần từ 0 đến ∞ và được ghi trên mỗi đường.

- Nhóm các đường đẳng x với $x < 0$ (dung kháng) là các đường nằm ở phía dưới của trục hoành. Giá trị x giảm dần từ 0 đến $-\infty$ và được ghi trên mỗi đường

6. Các đường đẳng r và các đường đẳng x là họ các đường tròn trục giao với nhau. Giao điểm của một đường đẳng r và một đường đẳng x bất kỳ sẽ biểu thị cho một trở kháng $z = r+ix$, đồng thời cũng biểu thị cho hệ số phản xạ tại điểm có trở kháng z .

7. Tâm điểm của đồ thị Smith là giao điểm của đường đẳng $r=1$ và đường đẳng $x=0$ (nằm trên trục hoành), do đó điểm này đại biểu cho trở kháng thuần trở $z=1$ (nghĩa là $Z=R_0$). Đây là **điểm tượng trưng cho điện trở chuẩn R_0 , cho phép thực hiện phối hợp trở kháng trên đường dây**. Thật vậy, đây chính là điểm có hệ số phản xạ $\Gamma=0$ và hệ số sóng đứng $S=1$.

8. Điểm tận cùng bên trái của trục hoành là giao điểm của đường đẳng $r=0$

và đường đẳng $x=0$, do đó biểu thị cho trở kháng $z=0$ (tức $Z=0$), nghĩa là ứng với **trường hợp ngắn mạch**. Tại đây ta có hệ số phản xạ $\Gamma=-1$.

9. Điểm tận cùng bên phải của trục hoành là điểm đặc biệt mà tất cả các đường đẳng r và đẳng x đều đi qua. Tại đây ta có $r=\infty$, $x=\infty$, do đó $z=\infty$ (tức $Z=\infty$), nghĩa là ứng với **trường hợp hở mạch**. Tại đây ta có hệ số phản xạ $\Gamma=1$

Hệ số phản xạ tại vị trí l trên đường truyền có thể được xác định khi biết hệ số phản xạ Γ tại vị trí tải, dựa vào công thức $\Gamma(l) = \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{-2i\beta l}$

$$\Gamma(l) = \Gamma e^{-2i\beta l} \quad (2.30)$$

10. Đồ thị Smith cho phép thực hiện phép tính này khi quay vector Γ trên đồ thị một góc quay ứng với một độ dịch chuyển bằng $2\beta l$, trong đó: $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

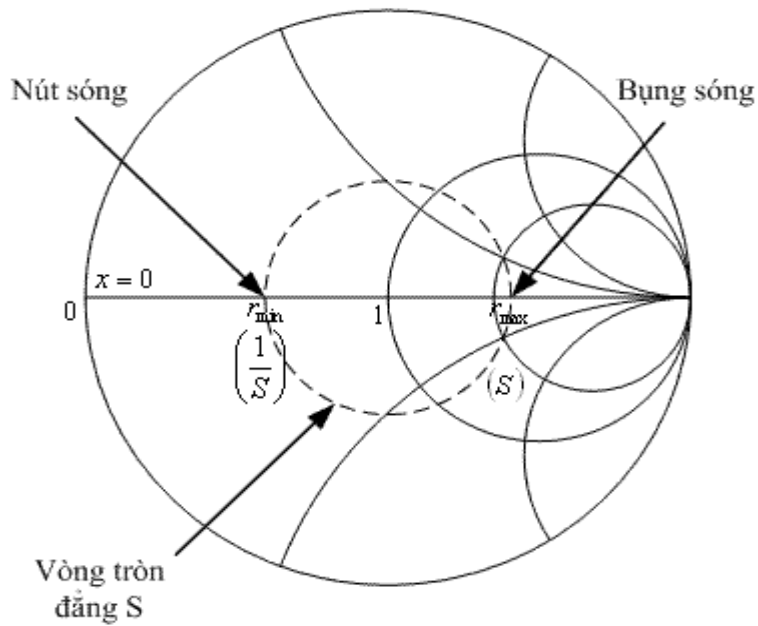
Góc quay này có thể xác định theo độ (từ -180^0 đến 180^0), hoặc theo số bước sóng (từ 0 đến $0,5\lambda$ cho mỗi vòng quay).

Theo quy định của đồ thị Smith:

- Chiều quay từ tải hướng về nguồn là thuận chiều kim đồng hồ.
- Chiều quay từ nguồn hướng về tải là ngược chiều kim đồng hồ.

Trên mỗi chiều quay, có một vòng đánh số theo độ và một vòng đánh số theo số bước sóng để tiện sử dụng.

11. Khi vẽ đường tròn đẳng S trên đồ thị Smith thì đường tròn này sẽ cắt trục hoành tại 2 điểm. Giao điểm nằm phía bên phải của tâm đồ thị biểu thị cho vị trí trên đường dây có $z=r_{\max}+i0$, với $r_{\max}=S$. Đây chính là điểm bụng của sóng đứng. Ngược lại, giao điểm nằm phía trái của tâm đồ thị biểu thị cho vị trí trên đường dây có $z=r_{\min}+i0$, với $r_{\min}=1/S$. Đây chính là điểm nút của sóng đứng (hình 2.5). Trên đồ thị Smith cũng nhận thấy ngay khoảng cách giữa bụng sóng và nút sóng bằng $0,25\lambda$

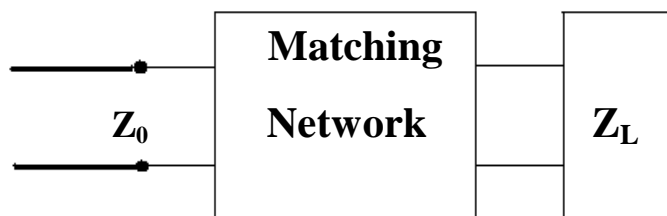


Hình 1.5: Biểu diễn điểm bụng và điểm nút của sóng đứng trên đồ thị Smith

1.4 Phối hợp trở kháng:

Lý thuyết chung:

Phối hợp trở kháng là sử dụng một mạch phối hợp đặt giữa tải và đường truyền dẫn sóng. Mạch phối hợp là một mạch không tổn hao để tránh làm giảm công suất và được thiết kế sao cho trở kháng vào nhìn từ đường truyền có giá trị bằng trở kháng Z_0 của đường truyền. Khi ấy sự phản xạ của sóng ở phía trái của mạch phối hợp về phía đường truyền dẫn không còn nữa, chỉ còn trong phạm vi giữa tải và mạch phối hợp, cũng có thể là phản xạ qua lại nhiều lần. Quá trình phối hợp cũng được coi là quá trình điều chỉnh.



Hình 1.6: Sơ đồ phối hợp trở kháng

Ý nghĩa:

❖ Khi thực hiện phối hợp trở kháng công suất truyền cho tải sẽ đạt cực đại còn

tổn thất trên đường truyền là cực tiểu.

❖ Phối hợp trở kháng làm cải thiện tỷ số tín hiệu/tạp nhiễu của hệ thống khác trong hệ thống sử dụng các phần tử nhạy cảm như ăngten, bộ khuếch đại tạp âm thấp ...

Đối với mạng phân phối công suất siêu cao tần (ví dụ: mạng tiếp điện cho dàn ăngten gồm nhiều phần tử), phối hợp trở kháng sẽ làm giảm sai số về biên độ và pha khi phân chia công suất.

1.4.1 Các kỹ thuật phối hợp trở kháng:

Trở kháng của máy phát và của tải là không đổi là điều kiện cần thiết để đưa ramột đơn vị phối hợp trở kháng.

$$\rho_{out} = \rho_L^* \text{ and } \rho_{in} = \rho_g^* \quad (2.31)$$

Nếu tải được đặt xa so với máy phát tức là phải sử dụng một đoạn cáp nối thì sẽ có 2 đơn vị phối hợp trở kháng. Một là từ máy phát đến đường truyền, hai là từ đường truyền đến tải.

- Kỹ thuật phối hợp trở kháng dựa trên các nhân tố tác động trở lại rời rạc các nhân tố rời rạc của một đơn vị phối hợp trở kháng được đặt nối tiếp hoặc song song.

Điện dẫn trên biểu đồ Smith.

Trên biểu đồ Smith, hệ số phản xạ ρ phụ thuộc vào trở kháng chuẩn hóa điện dẫn chuẩn hóa là $y = \frac{1 - \rho}{1 + \rho}$; vì vậy ρ phụ thuộc vào điện dẫn chuẩn hóa.

Liên kết nối tiếp (Serial association)

$$Z_L = R_L + jX_L \text{ và } Z_s = jX_s; z' = r_L + j(x_L + x_s)$$

Điểm trên biểu đồ Smith dịch chuyển trên đường tròn không đổi với phần thực là trở kháng chuẩn hoá ($r_L = Cst$).

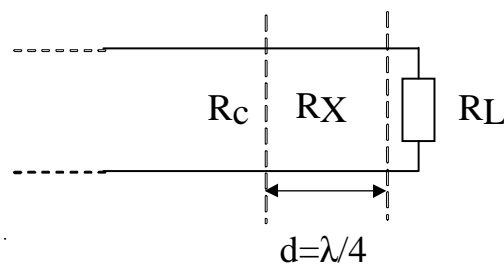
Liên kết song song (Parallel association)

$Z_L=R_L+jX_L$ dẫn đến $z_L, \rho, -\rho$ và y_L ; điện dẫn chuẩn hóa, đối với yếu tố mắc song song : $Y_P=jB_P; y'=g_L+j(b_L+b_P)$.

Điểm trên biểu đồ Smith dịch chuyển trên đường tròn không đổi với phần thực là điện dẫn chuẩn hoá ($g_L = Cst$).

- Phối hợp trở kháng với đoạn dây một phần tư bước sóng

Kỹ thuật này thường sử dụng với các tải có trở kháng thực.



Hình 1.7

$$Z_{LX} = \frac{R_L}{R_X}; \rho_{LX} = \frac{Z_{LX}-1}{Z_{LX}+1}; \rho_{LX,d} = -\rho_{LX} = \frac{1-Z_{LX}}{1+Z_{LX}}; r_{L,d} = \frac{1}{r_L};$$

$$R_{L,d} = r_{L,d}R_x \text{ cuối cùng ta được } R_x = \sqrt{R_c R_L} \quad (2.33)$$

- Phối hợp trở kháng với các đoạn dây chêm

Một đoạn dây chêm là một phần của đường truyền, nó có chiều dài l và thường

được kết thúc bằng mạch hở hoặc ngắn mạch.

$$\text{Trường hợp ngắn mạch: } z_s = j \tan(kl) = j \tan \frac{2\pi l}{\lambda} \quad (2.34)$$

$$\text{Trường hợp mạch hở } z_s = \frac{1}{j \tan(kl)} = \frac{1}{j \tan \frac{2\pi l}{\lambda}} \quad (2.35)$$

Phối hợp trở kháng với dây chêm đơn.

Đoạn chêm có chiều dài l được mắc song song ở vị trí cách tải một khoảng d , chúng ta phải xác định cả l và d .

Ở khoảng cách d so với tải thì trở kháng chuẩn hoá của tải được xác định bằng công thức : $Z_{Ld} = \frac{Z_L + j \tan(kd)}{1 + j Z_L \tan(kd)}$, vì vậy điện chuẩn hoá là : $y_{Ld} = \frac{y_L + j \tan(kd)}{1 + j y_L \tan(kd)}$

Nhờ việc phối hợp trở kháng giữa trở kháng của tải và đoạn dây chêm chiều dài l

ta thu được trở kháng đặc trưng:

Suy ra:

$$1 + j \cot(kl) = \frac{[g_L + j(b_L + \tan(kd))][1 - b_L \tan(kd) - jg_L \tan(kd)]}{|1 - b_L \tan(kd)|^2 + |g_L \tan(kd)|^2} \quad (2.37)$$

Điều này đã dẫn đến hai nghiệm của d , và vì vậy có một nghiệm của l tương ứng với nghiệm của d .

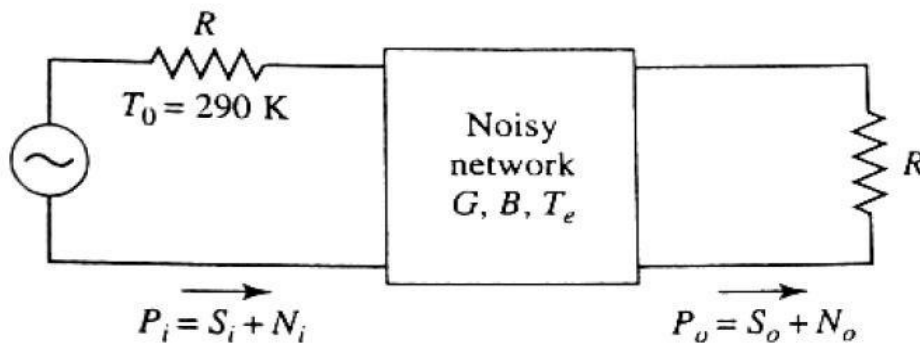
Có thể sử dụng biểu đồ Smith để tránh các tính toán phức tạp.

- ***Phối hợp trở kháng với dây chêm đôi.***

Vị trí của các đoạn chêm được cố định (với khoảng cách đến tải lần lượt là d_1 và d_2) chúng ta phải xác định cả chiều dài l_1 và l_2 của các đoạn chêm.

CHƯƠNG 2: NGHIÊN CỨU, THIẾT KẾ, CHẾ TẠO BỘ KHUẾCH ĐẠI TẬP ÂM THẤP LNA

2.1 Bộ Khuếch Đại Tập Âm Thấp LNA



Hình 2.1: Tạp âm trong mạng hai cửa

Bên cạnh độ ổn định và hệ số khuếch đại thì tạp âm cũng là một yếu tố quan trọng trong khi thiết kế mạch khuếch đại. Đặc biệt là ở trong máy thu, nó thường yêu cầu có bộ tiền khuếch đại với tạp nhiễu thấp. Mối quan hệ giữa tạp âm và hệ số khuếch đại được thể hiện như sau:

$$N_{out} = GKT_e B \quad (2.38)$$

Biểu thức (2.38) cho thấy rằng, không thể tồn tại đồng thời tạp âm thấp nhất và hệ số khuếch đại lớn nhất trong cùng một bộ khuếch đại được. Vì thế, tùy vào mục đích sử dụng để thỏa hiệp giữa giá trị tạp âm và hệ số khuếch đại sao cho phù hợp. Vấn đề này có thể được giải quyết bằng cách sử dụng vòng tròn hệ số khuếch đại và vòng tròn tạp âm trên đồ thị Smith.

Tạp âm của một bộ khuếch đại hai cửa có thể được biểu diễn bằng công thức sau:

$$F = F_{min} + \frac{R_N}{G_S} |Y_S - Y_{opt}|^2 \quad (2.39)$$

Trong đó $Y_s = G_s = +j \cdot B_s$ là dẫn nạp từ nguồn tới transistor.

- Y_{opt} Dẫn nạp nguồn tối ưu (lúc này hệ số tạp âm là nhỏ nhất)
- F_{min} Hệ số tạp âm nhỏ nhất của transistor, đạt được khi
- R_N Điện trở tạp âm tương đương của transistor.
- G_S Phần thực của dẫn nạp nguồn.

Chúng ta có thể sử dụng các hệ số phản xạ r_s, r_{opt} thay vì sử dụng các dẫn nạp bằng mối liên hệ sau

$$\begin{cases} Y_s = \frac{1}{Z_0} \frac{1-r_s}{1+r_s} \\ Y_{opt} = \frac{1}{Z_0} \frac{1-r_{opt}}{1+r_{opt}} \end{cases} \quad (2.40)$$

Trong đó r_s, r_{opt} lần lượt là hệ số phản xạ nguồn và hệ số phản xạ tối ưu. Ta lại

$$|Y_s - Y_{opt}|^2 = \frac{4}{Z_0^2} \frac{|r_s - r_{opt}|^2}{|1+r_s|^2 |1+r_{opt}|^2} \quad (2.41)$$

$$\text{Và} \quad G_s = \text{Re}\{Y_s\} = \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{1-r_s}{1+r_s} + \frac{1-r_s^*}{1+r_s^*} \right) = \frac{1}{Z_0} \frac{1-|r_s|^2}{c} \quad (2.42)$$

Sử dụng những công thức này để thay vào phương trình tạp âm, thu được:

$$F = F_{\min} + \frac{4R_N}{Z_0} \frac{|r_s - r_{opt}|^2}{(1+|r_s|^2)|1+r_{opt}|^2} \quad (2.43)$$

Khi cho F cố định, chúng ta có thể định nghĩa được một đường tròn trong mặt phẳng Γ_s . Đầu tiên chúng ta định nghĩa tham số tạp âm N như sau:

$$N = \frac{|r_s - r_{opt}|^2}{1-|r_s|^2} = \frac{F - F_{\min}}{4R_N/Z_0} |1+r_{opt}|^2 \quad (2.44)$$

Khai triển ra thu được:

$$(\Gamma_s - \Gamma_{opt})(\Gamma_s^* - \Gamma_{opt}^*) = N(1 - |\Gamma_s|^2)$$

$$\Gamma_s \Gamma_s^* - (\Gamma_s \Gamma_{opt}^* + \Gamma_s^* \Gamma_{opt}) + \Gamma_{opt} \Gamma_{opt}^* = N - N|\Gamma_s|^2$$

$$\Gamma_s \Gamma_s^* - \frac{(\Gamma_s \Gamma_{opt}^* + \Gamma_s^* \Gamma_{opt})}{N+1} = \frac{N - |\Gamma_{opt}|^2}{N+1} \quad (2.45)$$

Bây giờ cộng thêm $\frac{|\Gamma_{opt}|^2}{(N+1)^2}$ vào cả hai vế và khai triển tiếp thu được:

$$\left| \Gamma_s - \Gamma_{opt} / (N+1) \right| = \frac{\sqrt{N(N+1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N+1} \quad (2.46)$$

$$\text{Hay } r_s - C_f = R_f$$

Đây chính là phương trình định nghĩa các vòng tròn hằng số tạp âm.

Trong đó:

Tâm của vòng tròn là :

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N+1}$$

Bán kính của vòng tròn là $R_F = \frac{\sqrt{(N+1-|\Gamma_{opt}|^2)}}{(N+1)}$ (2.48)

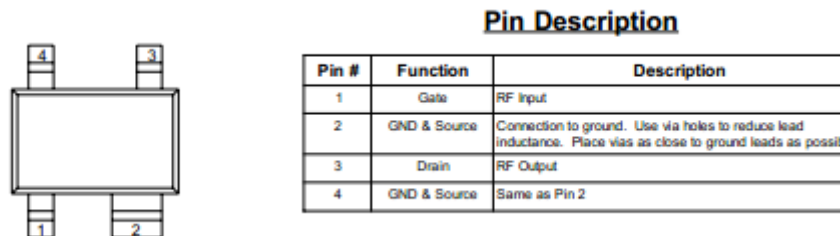
Kết luận: Nếu có các tham số đầu vào là $F_{min}, \Gamma_{opt}, R_N$ thì ta sẽ tìm được R_F, C_F và dựng được vòng tròn $r_s \rightarrow$ như vậy có thể thiết kế được một bộ khuếch đại transistor có hệ số tạp nhiễu thấp nhất.

2.2. Thiết kế và mô phỏng chế tạo bộ khuếch đại tạp âm thấp (LNA) sử dụng transistor SPF – 3043:

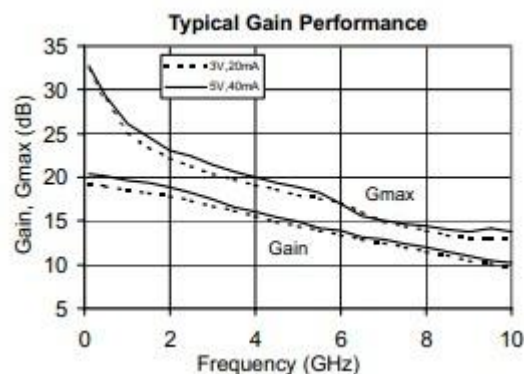
- ❖ Yêu cầu: Thiết kế bộ khuếch đại tạp âm thấp có hệ số khuếch đại lớn hơn 10 dB, hoạt động ở tần số 2.45 GHz.

2.2.1. Transistor SPF 3043:

Transistor SPF 3043 có dải tần hoạt động rộng, hệ số khuếch đại lớn thích hợp dùng chế tạo các mạch khuếch đại tạp âm thấp.



Hình 2.2: Layout SPF-3043



Hình 2.3: Dải tần hoạt động SPF-3043

Các tham số S-Parameter của chip SPF3043:

2.35000	0.76518	-62.6832	8.35270	123.065	0.04602	59.1658
0.50825	-36.0138					
2.40000	0.75870	-64.1667	8.28995	122.008	0.04644	58.6720
0.50302	-36.4298					
2.45000	0.75227	-65.6501	8.22767	120.950	0.04686	58.1781
0.49784	-36.8457					
2.50000	0.74590	-67.1336	8.16587	119.892	0.04729	57.6842
0.49272	-37.2617					
2.55000	0.73900	-68.6171	8.09167	118.834	0.04796	57.1903
0.48707	-37.6777					

Hình 2.4: Bảng tham số S-parameter trích xuất từ file .S2P

Tại tần số 2.45 GHz các tham số quan trọng:

$$S_{11}=0.75227$$

$$S_{11\text{Ang}}= -65.6501$$

$$S_{22}=0.49784$$

$$S_{22\text{Ang}}= -36.8457$$

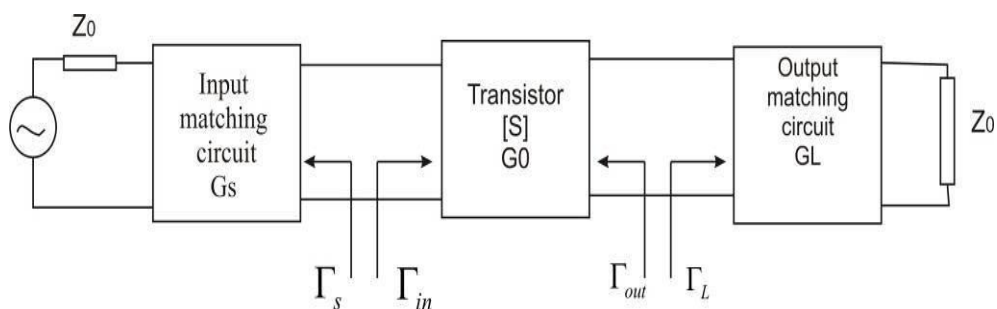
Từ các tham số này ta có thể tính được trở kháng lối vào và trở kháng lối ra của transistor:

$$Z_{\text{in}} = 22.955 - j*72.48$$

$$Z_{\text{out}} = 83.3785 - j*66.187$$

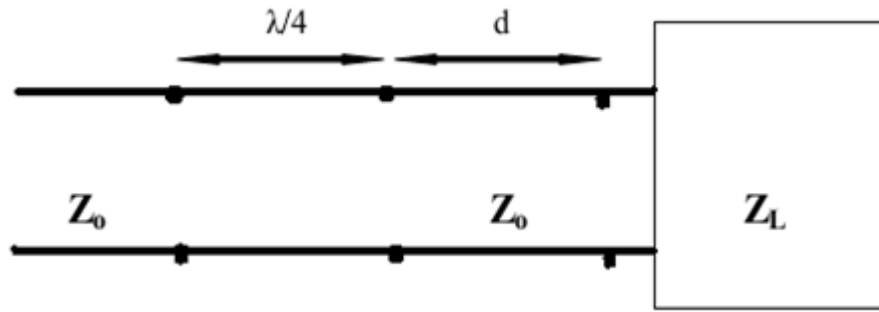
2.2.2. Phương pháp phối hợp trở kháng:

Có rất nhiều phương pháp phối hợp trở kháng khác nhau như: phần tử tập chung, dây chêm nối tiếp, dây chêm song song, $\lambda/4$... Nhưng qua thực nghiệm, em quyết định chọn phương pháp sử dụng đoạn $\lambda/4$ vì nó thường cho kết quả chính xác, ổn định với hệ số khuếch đại cao hơn so với các cách còn lại.



Hình 2.5: Sơ đồ mạch khuếch đại

2.2.3. Phương pháp dùng đoạn dây $\lambda/4$:



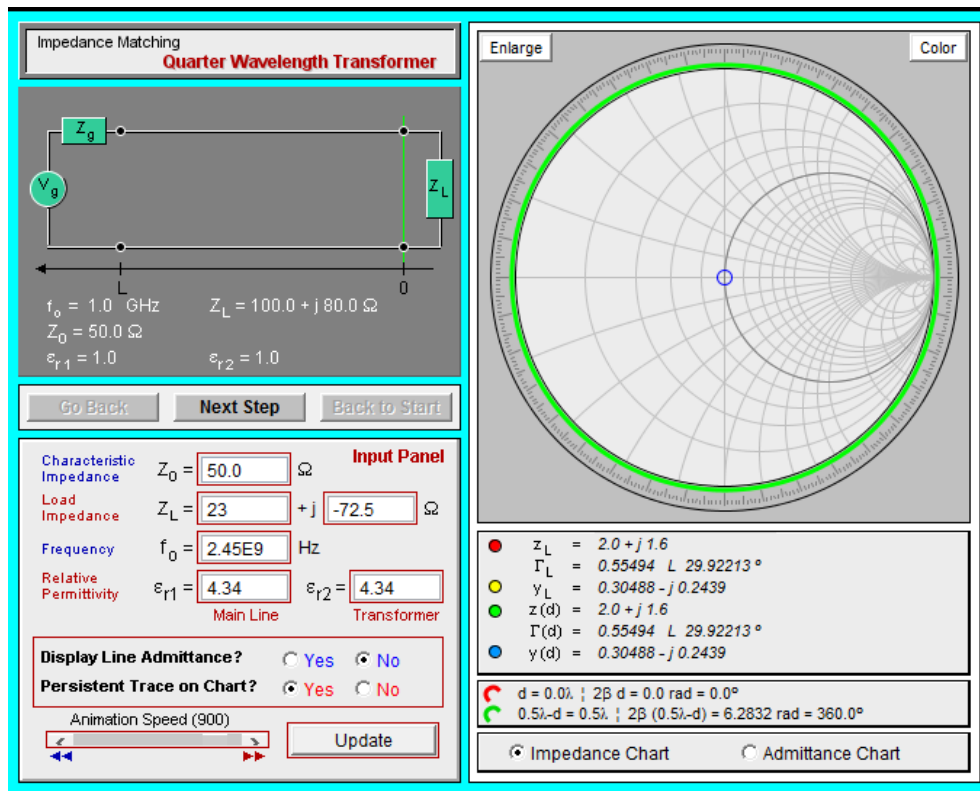
Hình 2.6: Sơ đồ phối hợp trở kháng sử dụng đoạn $\lambda/4$.

2.2.4. Tính toán mô phỏng và thiết kế

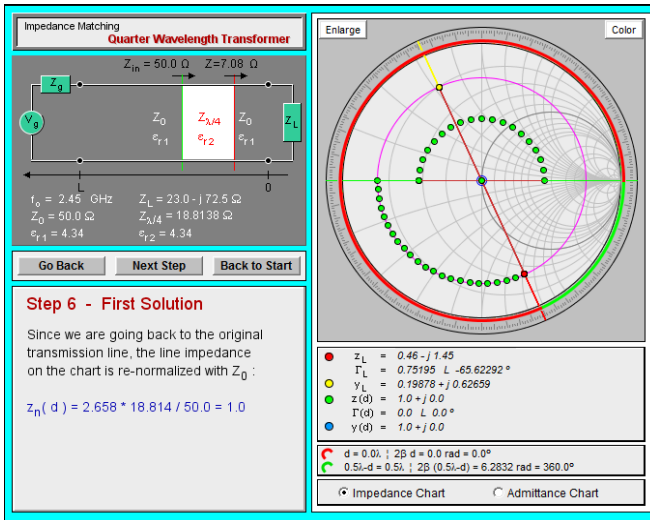
⇒ **Phối hợp trở kháng vào:**

$$Z_{in} = 23 - 72,5j$$

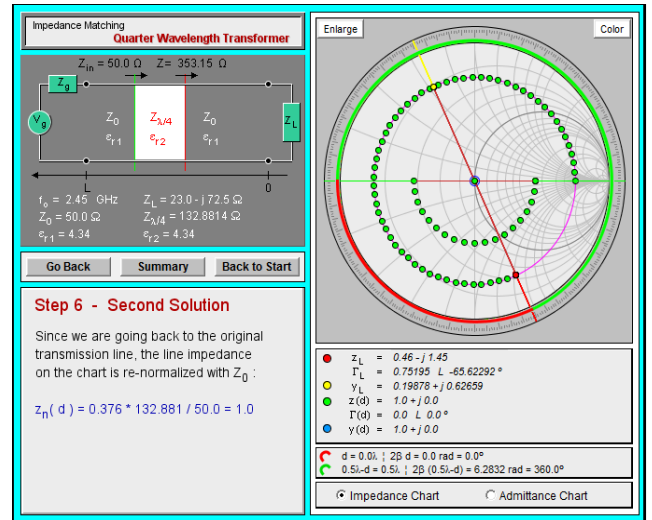
Sử dụng công cụ Quarter Wavelength Transmith để tính toán các giá trị:



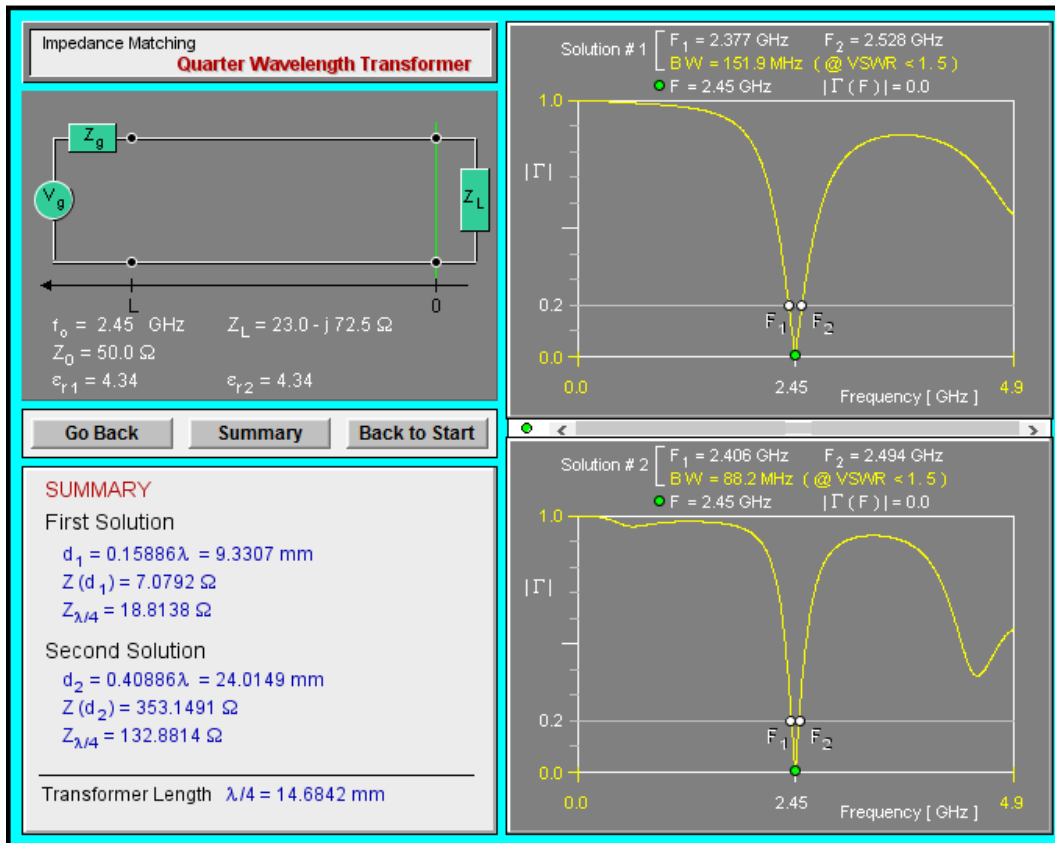
Hình 2.7: Các tham số đầu vào.



Hình 2.8: Trường hợp 1.



Hình 2.9: Trường hợp 2.



Hình 2.10: Kết quả.

Ta có:

$$d_1 = 0.15885\lambda = 9.3307 \text{ mm} \quad \Rightarrow \quad E_{\text{Eff}} = \frac{2\pi}{\lambda} d_1 = 57.186 \text{ deg}$$

$$Z_{d_1} = 7.0792 \Omega$$

$$Z_{\frac{\lambda}{4}} = 18.8138 \Omega$$

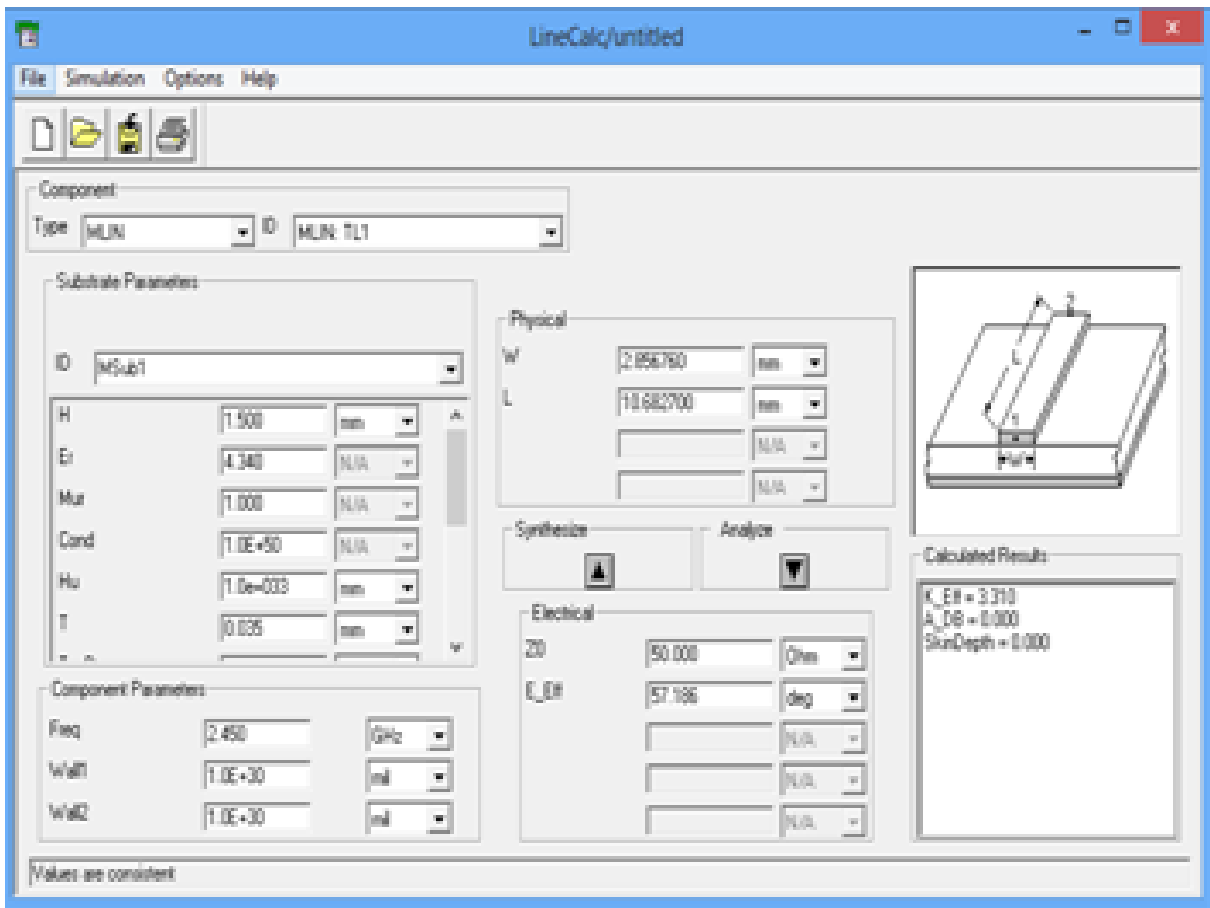
$$d_2 = 0.40886\lambda = 24.0149 \text{ mm}$$

$$Z_{d_2} = 353.1491 \Omega$$

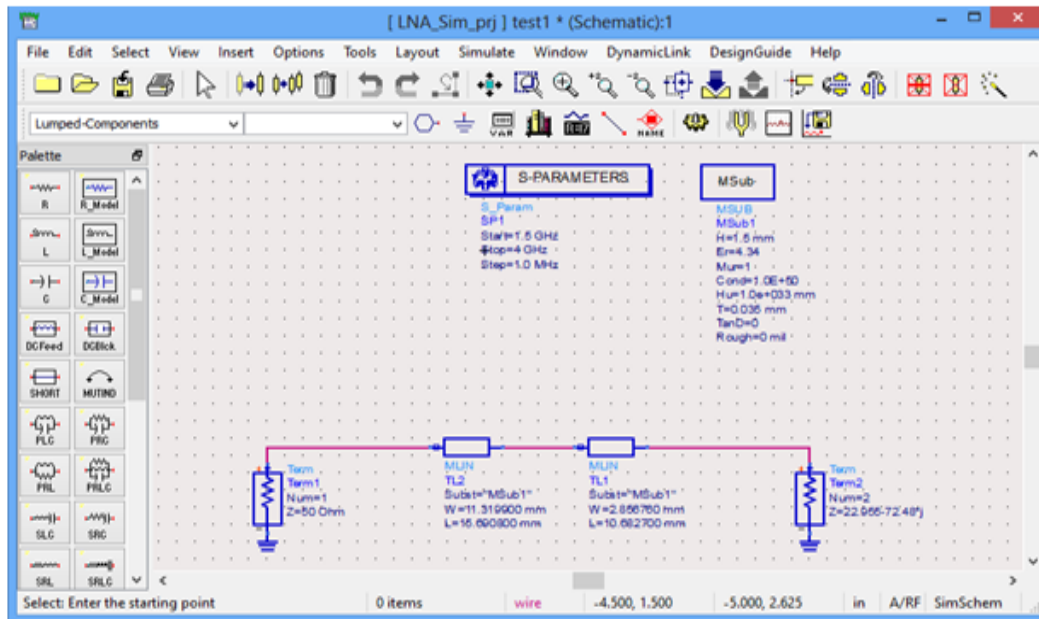
$$Z_{\frac{\lambda}{4}} = 132.8814 \Omega$$

Ta chọn kết quả thứ nhất vì cho kích thước dây nhỏ, phù hợp với mạch LNA.

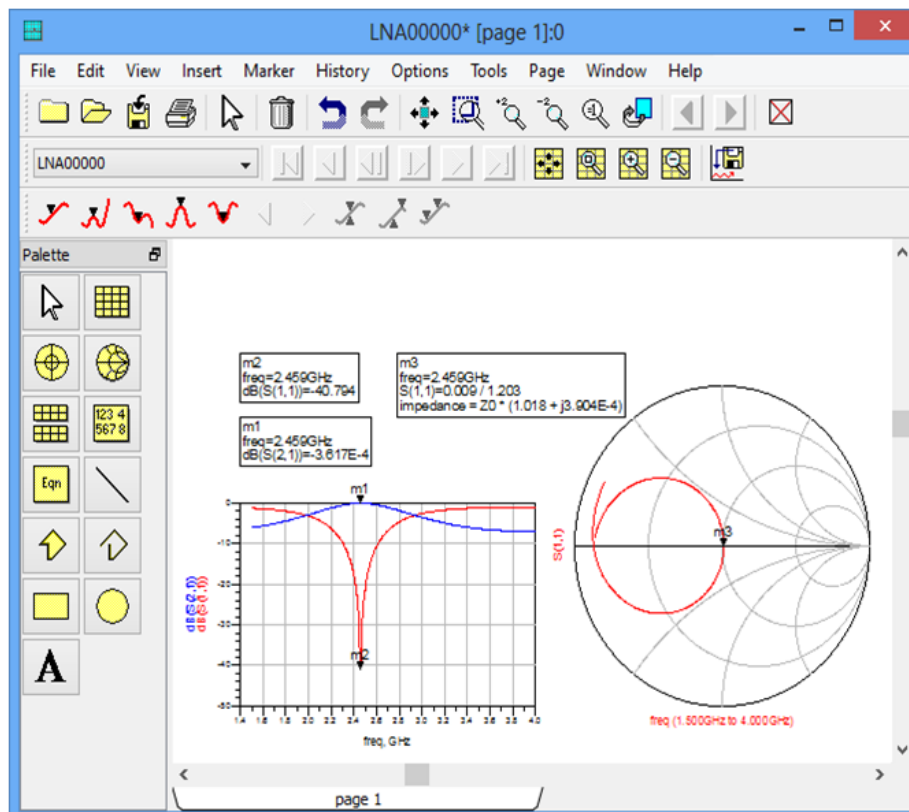
Từ kết quả tính toán, ta sẽ mô phỏng mạch thực tế bằng phần mềm Advanced Design System (ADS) – đây là phần mềm thiết kế chuyên dụng trong lĩnh vực siêu cao tần. Các giá trị lý thuyết d_1 và $Z(\lambda/4)$ được quy đổi ra các giá trị độ rộng (W), và chiều dài (L) các đoạn dây của mạch dải thông qua công cụ LineCalc của phần mềm ADS.



Hình 2.11: Công cụ LineCalc của phần mềm ADS.



Hình 2.12: Sơ đồ mạch nguyên lý đầu vào.

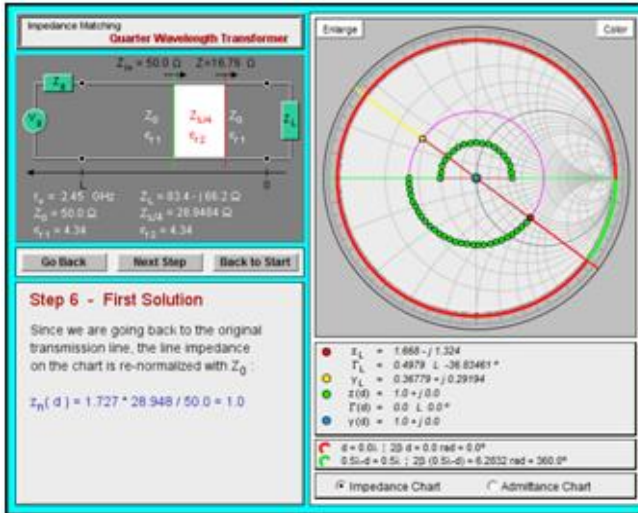


Hình 2.13: Kết quả tham số S_{11} và S_{21} đầu vào

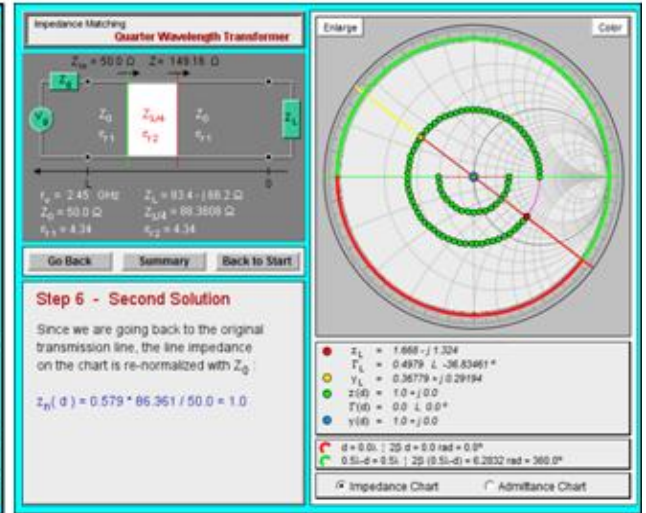
⇒ Phối hợp trở kháng ra:

Ta thực hiện tính toán và mô phỏng tương tự như lối vào.

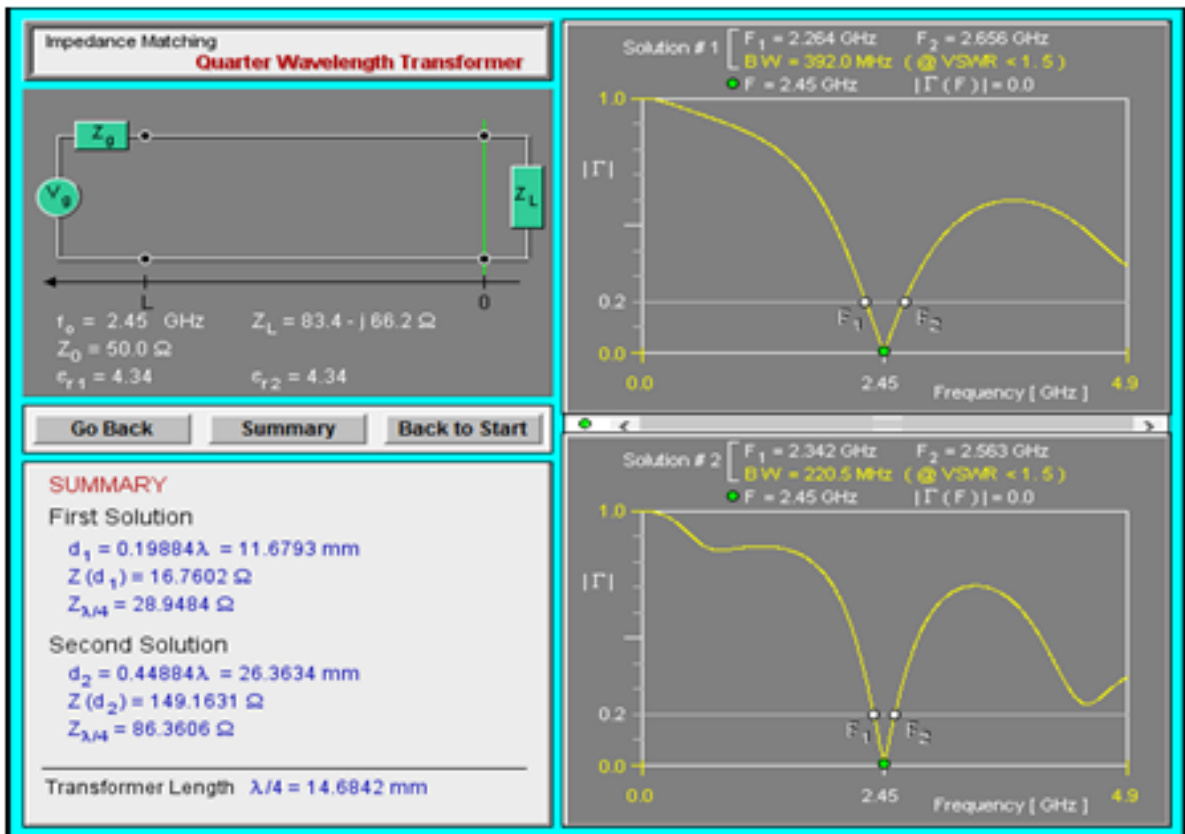
$$Z_{out} = 83.4 - j*66.2$$



Hình 2.14: Trường hợp 1



Hình 2.15: Trường hợp 2



Hình 2.16: Kết quả

Ta có:

$$d_1 = 0.19884\lambda = 11.6793 \text{ mm}$$

$$\Rightarrow E_{\text{Eff}} = \frac{2\pi}{\lambda} d_1 = 71.5824 \text{ deg}$$

$$Z_{d_1} = 16.7602 \Omega$$

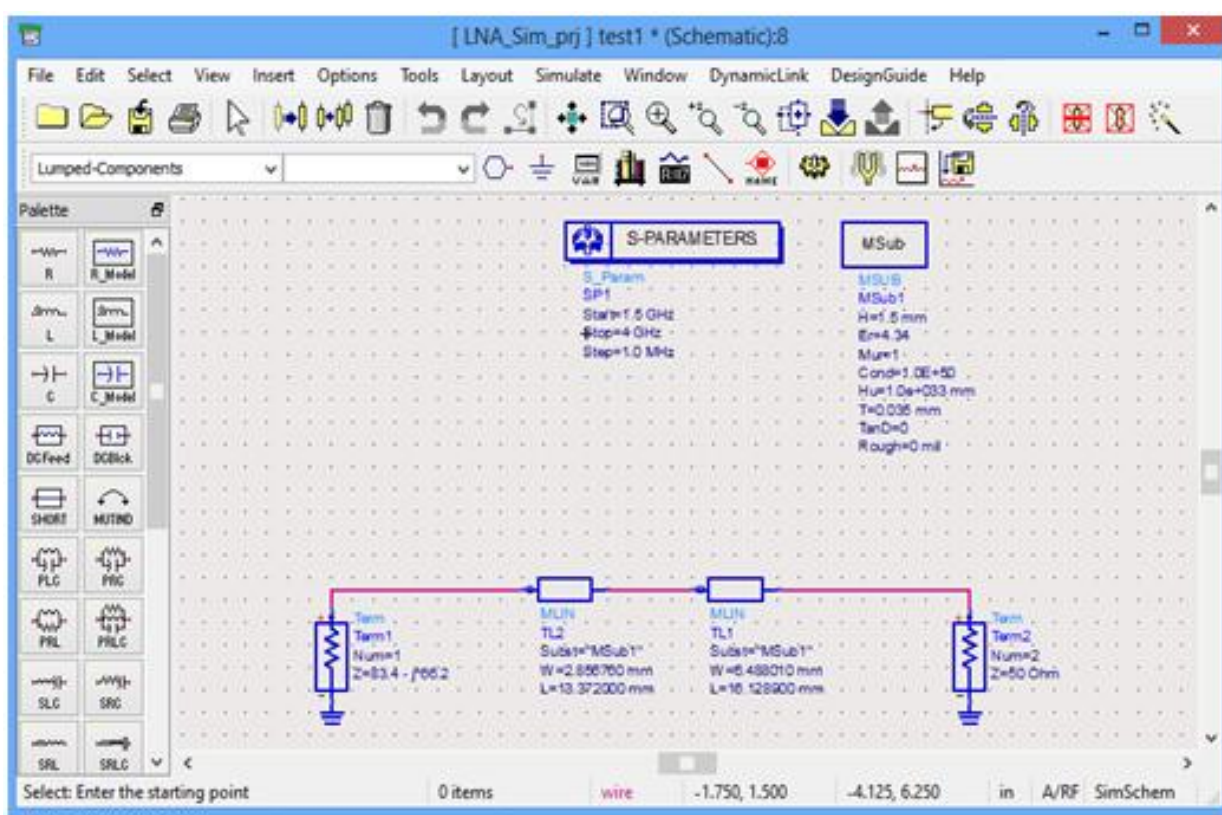
$$Z_{\frac{\lambda}{4}} = 28.9484 \Omega$$

$$d_2 = 0.4044884\lambda = 26.3634 \text{ mm}$$

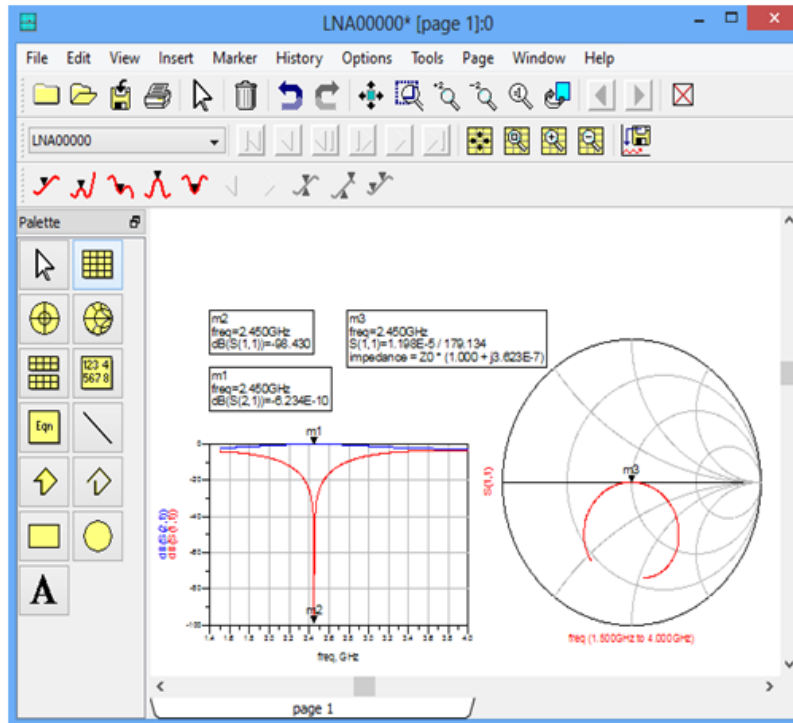
$$Z_{d_2} = 149.1631 \Omega$$

$$Z_{\frac{\lambda}{4}} = 86.3606 \Omega$$

Ta chọn kết quả thứ nhất vì cho kích thước dây nhỏ, phù hợp với mạch LNA.

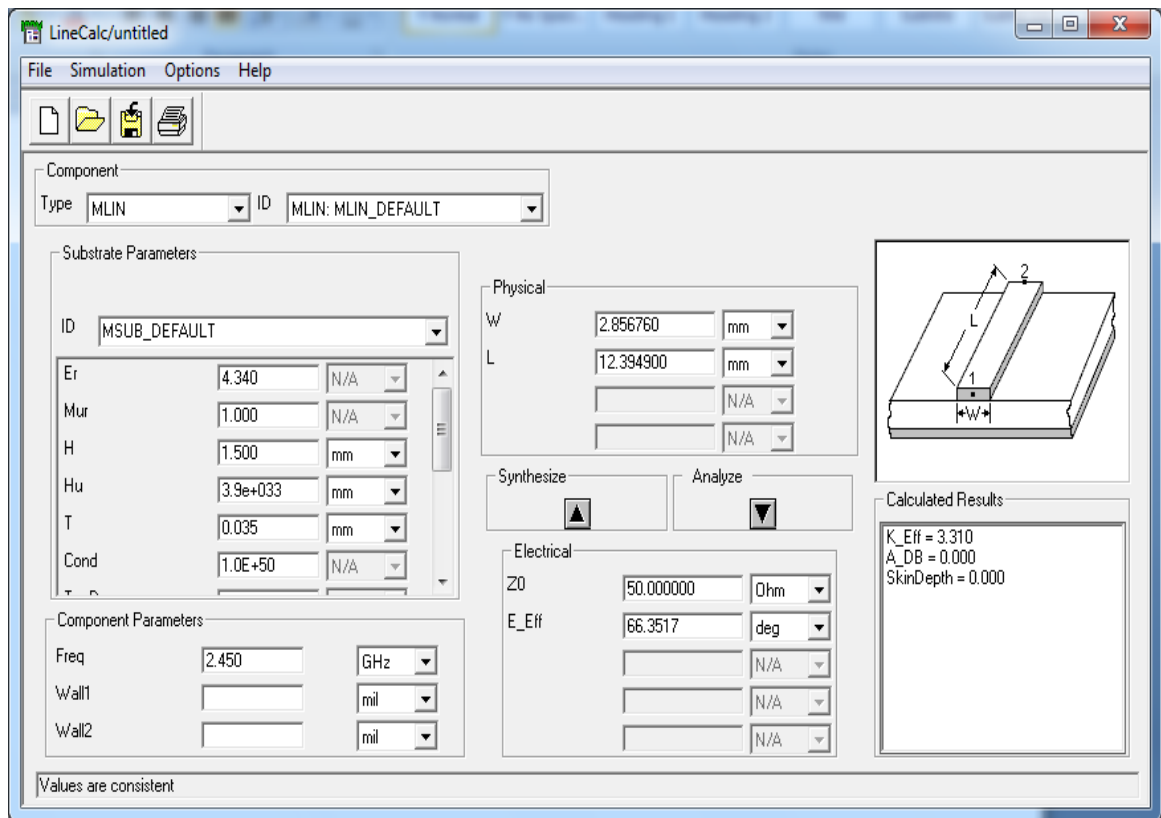


Hình 2.17: Sơ đồ nguyên lý đầu ra

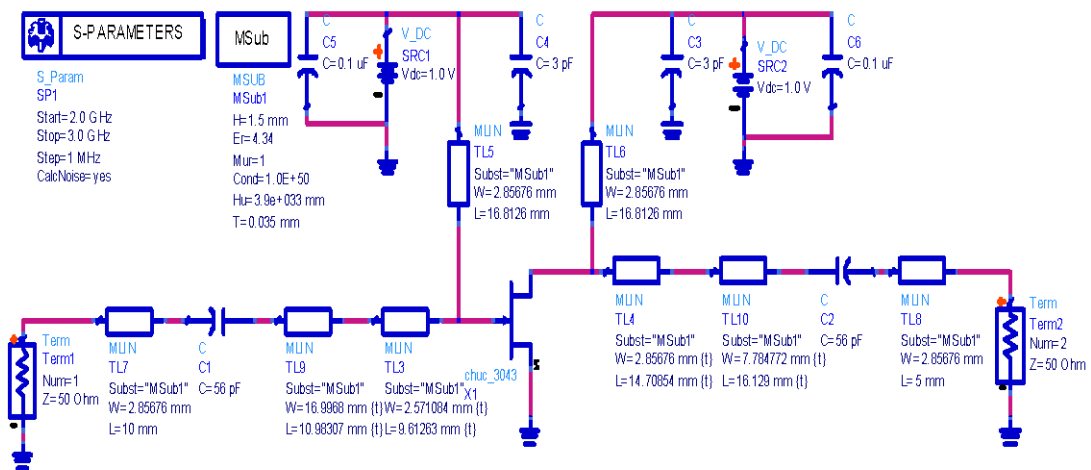


Hình 2.18: Kết quả mô phỏng tham số S_{11} và S_{21} ở đầu ra

Từ các thông số trở kháng vào/ra của transistor SPF3043 chúng ta thực hiện phối hợp trở kháng cho mạch khuếch đại. Giá trị các đoạn dây chêm được tính nhờ LineCalc của phần mềm ADS2009. Kết quả tính toán được cho ở hình 3. Tương tự ta tính toán được giá trị đoạn dây chêm cho phần phối hợp trở kháng lối ra. Sơ đồ nguyên lý mạch LNA bằng S được cho ở hình 4.

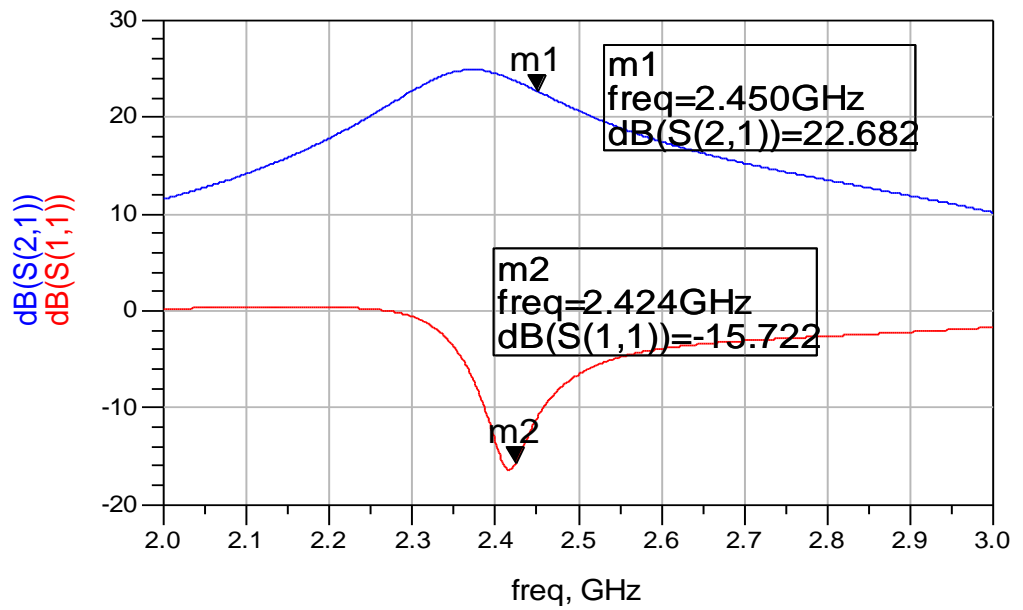


Hình 2.19: Kết quả tính toán đoạn dây chêm dùng công cụ LineCalc của ADS2009



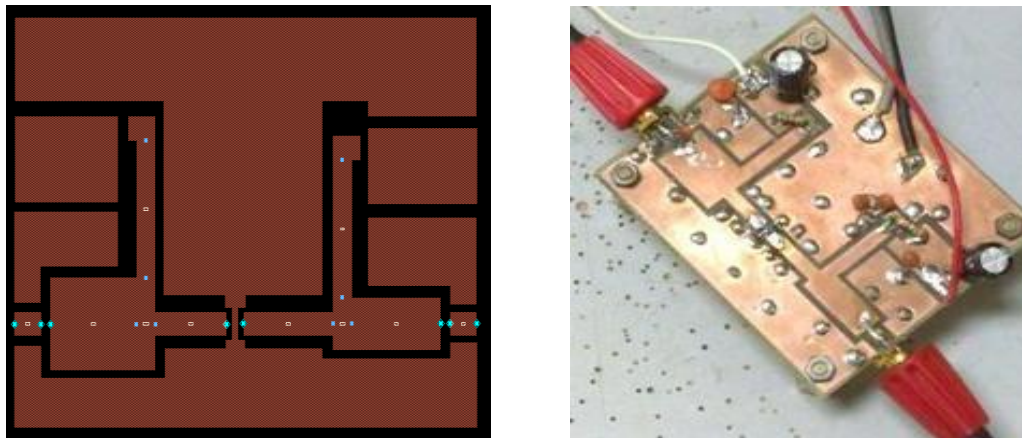
Hình 2.20. Sơ đồ nguyên lý mạch LNA tần số 2,45 GHz

Kết quả mô phỏng tính tham số quan trọng nhất là hệ số khuếch đại của mạch được đưa ra ở hình 5. Theo đó ta thấy rằng hệ số khuếch đại đạt được là 22,682 dB tại tần số 2,45 GHz. Giá trị này thỏa mãn điều kiện thiết kế đặt ra.

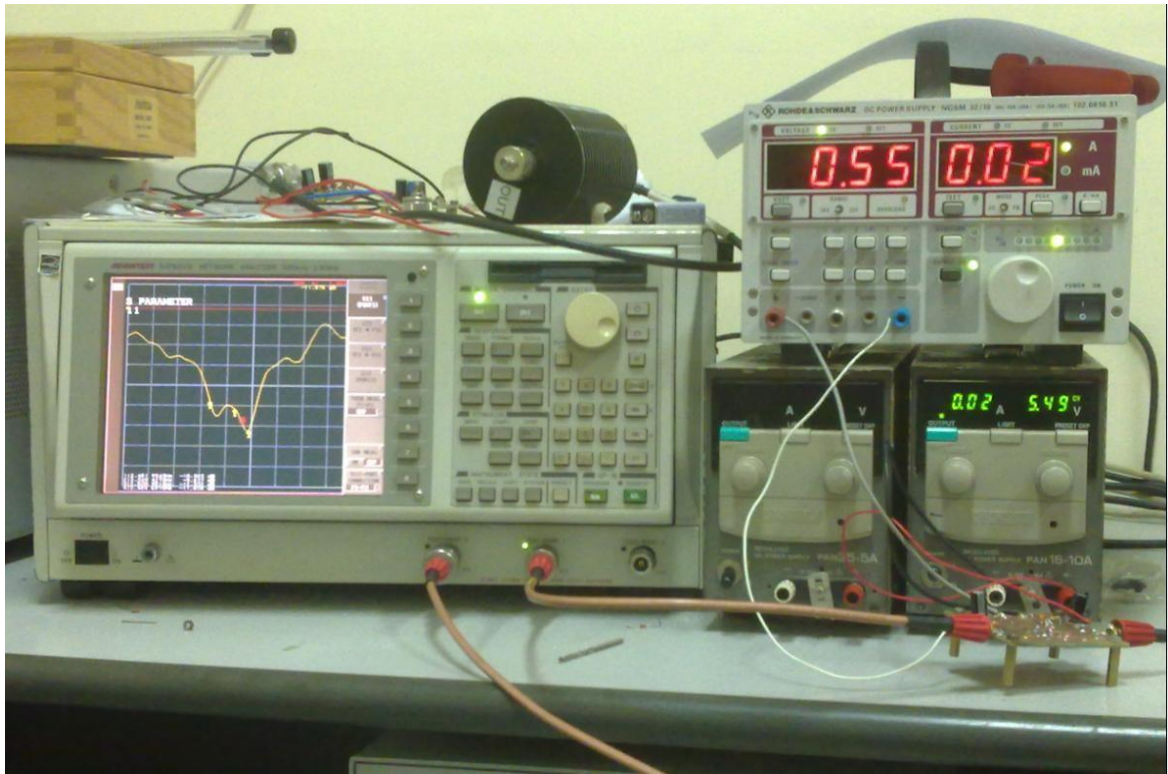


Hình 2.21. Kết quả mô phỏng mạch LNA đã thiết kế

-Sau khi hoàn tất mô phỏng, ta tiến hành thiết kế layout cho mạch khuếch đại:



Hình 2.22: Layout và mạch thực tế của bộ LNA



Hình 2.23: Sơ đồ bố trí đo các tham số mạch khuếch đại tạp âm thấp

2.3. Đo đạc kết quả và nhận xét:

Dùng máy phân tích mạng Advantest R3765CG đo các tham số S21 và S11 ta được kết quả như dưới đây.



Hình 2.24: Kết quả đo thực nghiệm tham số S21



Hình 2.25: Kết quả đo thực nghiệm tham số S12

Nhận xét:

Như vậy mạch khuếch đại hoạt động tương đối tốt, khuếch đại ở dải tần từ 1.86 GHz – 2.64 GHz. Hệ số khuếch đại từ 10.5 dB – 13.58 dB (có thể đạt tới 15 dB do suy hao trên dây đo khoảng 1.5 dB). Dải thông đạt 780 MHz

KẾT LUẬN

Trong thời gian tìm hiểu và nghiên cứu dưới sự giúp đỡ tận tình của thầy hướng dẫn ThS Đoàn Hữu Chức, cùng với sự cố gắng nỗ lực của bản thân đến nay toàn bộ nội dung của luận văn đã được hoàn thành đáp ứng đầy đủ các yêu cầu đã đặt ra. Quá trình thực hiện đề tài thực sự là khoảng thời gian vô cùng quý báu và hữu ích cho em khi nghiên cứu, tìm hiểu về kỹ thuật siêu cao tần, cũng như sự khó khăn khi triển khai ứng dụng lý thuyết siêu cao tần vào thực tế. Hơn nữa, đây cũng sẽ là hành trang kiến thức rất quý giá cho em sau khi tốt nghiệp và trong những công tác thực tiễn sau này.

Qua quá trình tìm hiểu thực hiện đề tài, dưới sự hướng dẫn tận tình của ThS Đoàn Hữu Chức, em đã thu được những kết quả chính như sau:

- Nghiên cứu, tìm hiểu về kỹ thuật siêu cao tần.
- Tìm hiểu thiết kế, mô phỏng các mạch siêu cao tần bằng phần mềm thiết kế chuyên nghiệp ADS.
- Thiết kế, chế tạo thành công mô hình tuyến thu đo năng lượng không dây trên dải sóng siêu cao tần ở tần số 2.45 GHz bao gồm:
 - Bộ khuếch đại tạp âm thấp (LNA) tần số trung tâm là 2.45 GHz với dải tần khá rộng 780 MHz với hệ số khuếch đại đạt từ 10.5 – 13.58 dB (có thể đạt 15 dB do suy hao trên dây đo khoảng 1.5 dB).

Một lần nữa em xin gửi lời cảm ơn chân thành đến thầy Đoàn Hữu Chức cùng các thầy, cô trong Bộ môn Điện-Điện Tử đã hướng dẫn em thực hiện đề tài này.

Hải Phòng, ngày 29 tháng 06 năm 2013

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tài liệu tiếng Việt:

- [1] GS.TSKH Phan Anh. *Trường điện từ và truyền sóng*, NXB Đại Học Quốc Gia Hà Nội, Hà Nội.
- [2] Phạm Minh Việt. *Kỹ thuật siêu cao tần*, NXB Khoa học kỹ thuật, Hà Nội.
- [3] PGS.TS Trần Quang Vinh – Ths. Chử Văn An. *Nguyên lý kỹ thuật điện tử*, NXB giáo dục, Hà Nội.

Tài liệu tiếng Anh:

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc.
- [2] Shinohara, N., H. Matsumoto, and K. Hashimoto, “Phase-Controlled Magnetron Development for SPORTS : Space Power Radio Transmission System”, *The Radio Science Bulletin*, No.310,2004, pp.29-35
- [3] Takano, T., A. Sugawara, and N. Kamo, “Simplification Techniques of the Constitution of microwave Transmission Antennas of SPS (in Japanese)”, *Tech. Rep. of IEICE,SPS2003-09(SPS2004-02)*, 2004, pp.51-58.