

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG



ISO 9001:2015

**THIẾT KẾ MẠCH KHUẾCH ĐẠI TẠP ÂM THẤP
LNA HOẠT ĐỘNG Ở BĂNG TÀN S**

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN TỬ TRUYỀN THÔNG

Sinh viên: Lê Hoàng Anh

Người hướng dẫn: TS Đoàn Hữu Chức

HẢI PHÒNG - 2019

**BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG**



ISO 9001:2015

**THIẾT KẾ MẠCH KHUẾCH ĐẠI TẠP ÂM THẤP
LNA HOẠT ĐỘNG Ở BĂNG TẦN S**

**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN TỬ TRUYỀN THÔNG**

HẢI PHÒNG - 2019

Cộng hoà xã hội chủ nghĩa Việt Nam

Độc lập – Tự Do – Hạnh Phúc

-----o0o-----

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Sinh viên : Lê Hoàng Anh – MSV : 1412101035

Lớp : DT1801- Ngành Điện Tử Truyền Thông

Tên đề tài : Thiết kế mạch khuếch đại tạp âm thấp LNA

hoạt động ở băng tần S

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI

1. Nội dung và các yêu cầu cần giải quyết trong nhiệm vụ đề tài tốt nghiệp (về lý luận, thực tiễn, các số liệu cần tính toán và các bản vẽ).

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

2. Các số liệu cần thiết để thiết kế, tính toán

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

3. Địa điểm thực tập tốt nghiệp.....

CÁC CÁN BỘ HƯỚNG DẪN ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Người hướng dẫn thứ nhất:

Họ và tên : Đoàn Hữu Chức
Học hàm, học vị : Tiến sĩ
Cơ quan công tác : Trường Đại học dân lập Hải Phòng
Nội dung hướng dẫn : Toàn bộ đề tài

Người hướng dẫn thứ hai:

Họ và tên :
Học hàm, học vị :
Cơ quan công tác :
Nội dung hướng dẫn :

Đề tài tốt nghiệp được giao ngày 15 tháng 10 năm 2018.

Yêu cầu phải hoàn thành xong trước ngày..7....tháng....1...năm 2019

Đã nhận nhiệm vụ Đ.T.T.N Đã giao nhiệm vụ Đ.T.T.N
Sinh viên Cán bộ hướng dẫn Đ.T.T.N

Lê Hoàng Anh

TS Đoàn Hữu Chức

Hải Phòng, ngày.....tháng.....năm 2019

HIỆU TRƯỞNG

GS.TS.NGƯT TRẦN HỮU NGHỊ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM

Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIÁNG VIÊN HƯỚNG DẪN TỐT NGHIỆP

Họ và tên giảng viên:

Đơn vị công tác:

Họ và tên sinh viên: Chuyên ngành:

Nội dung hướng dẫn:

1. Tinh thần thái độ của sinh viên trong quá trình làm đề tài tốt nghiệp

.....
.....
.....

2. Đánh giá chất lượng của đồ án/khóa luận (so với nội dung yêu cầu đã đề ra trong nhiệm vụ Đ.T. T.N trên các mặt lý luận, thực tiễn, tính toán số liệu...)

.....
.....
.....
.....

3. Ý kiến của giảng viên hướng dẫn tốt nghiệp

Được bảo vệ Không được bảo vệ Điểm hướng dẫn

Hải Phòng, ngày ... tháng ... năm

Giảng viên hướng dẫn

(Ký và ghi rõ họ tên)

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIÁO VIÊN CHĂM PHẢN BIỆN

Họ và tên giảng viên:

Đơn vị công tác:

Họ và tên sinh viên: Chuyên ngành:

Đề tài tốt nghiệp:

.....
.....
1. Phần nhận xét của giáo viên chăm phản biện

.....
.....
.....
.....
2. Những mặt còn hạn chế

.....
.....
3. Ý kiến của giảng viên chăm phản biện

Được bảo vệ Không được bảo vệ Điểm hướng dẫn

Hải Phòng, ngày ... tháng ... năm

Giảng viên chăm phản biện

(Ký và ghi rõ họ tên)

Hải Phòng, ngày...tháng...năm 2018

Sinh viên thực hiện

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

MỤC LỤC

MỤC LỤC	1
CHƯƠNG 1: GIỚI THIỆU CHUNG VỀ KỸ THUẬT SIÊU CAO TẦN	2
1. Khái niệm	2
1.1 Lịch sử và ứng dụng	3
2. LÝ THUYẾT ĐƯỜNG DÂY TRUYỀN SÓNG	4
2.1. Mô hình mạch các phần tử tập trung cho một đường dây truyền sóng	4
2.2 Sự truyền sóng trên đường dây	5
2.3 Đường dây không tổn hao:	6
3. TRƯỜNG TRÊN ĐƯỜNG DÂY	6
3.1 Các thông số đường truyền	6
3.2 Hằng số truyền sóng, trở kháng đặc tính và dòng công suất	8
4. Khái niệm về dải tần.....	9
4.1 Lý thuyết đường truyền	10
5. Phối hợp trở kháng	18
5.1 Các kỹ thuật phối hợp trở kháng.....	19
CHƯƠNG 2: NGHIÊN CỨU, THIẾT KẾ, MÔ PHỎNG BỘ KHUẾCH ĐẠI TẠP ÂM THẤP LNA BẰNG TẦN S	22
Giới thiệu.....	22
2.1 Phương Pháp Phối Hợp Trở Kháng	23
2.2 Bộ Khuếch Đại TẠP Âm Thấp LNA	24
2.3. Thiết kế và mô phỏng chế tạo bộ khuếch đại tạp âm thấp (LNA) sử dụng transistor ATF – 58143.....	26
2.3.1 Transistor ATF – 58143	26
2.4 Tính toán mô phỏng trên phần mềm Advanced Design System 2016.01 (64-bit Simulations)	29
2.4.1 Thiết kế mạch phối hợp trở kháng lối ra.....	31
2.4.2 Thiết kế mạch phối hợp trở kháng lối ra.....	32
2.4.3 Sơ đồ nguyên lý mạch LNA với mạch phối hợp trở kháng lối vào và lối ra	33
KẾT LUẬN	37
TÀI LIỆU THAM KHẢO	38
Tài liệu tiếng Việt:.....	38

CHƯƠNG 1:

GIỚI THIỆU CHUNG VỀ KỸ THUẬT SIÊU CAO TẦN

1. Khái niệm

Khái niệm siêu cao tần được hiểu tùy theo trường phái hoặc quốc gia, có thể từ 30MHz - 300GHz hoặc 300MHz - 300 GHz, hoặc 1GHz - 300GHz.

Các dải tần số:

AM phát thanh 535 - 1605 kHz	L - band	1 - 2 GHz
Vô tuyến sóng ngắn 3 - 30 MHz	S - band	2 - 4 GHz
Phát thanh FM 88 - 108 MHz	C - band	4 - 8 GHz
VHF - TV (2 - 4) 54 - 72 MHz	X - band	8 - 12 GHz
VHF - TV (5 - 6) 76 - 88 MHz	Ku - band	12 - 18 GHz
UHF - TV (7 - 13) 174 - 216 MHz	K - band	18 - 26 GHz
UHF - TV (14 - 83) 470 - 894 MHz	Ka - band	26 - 40 GHz
Lò vi ba 2.45GHz	U - band	40 - 60 GHz

* Vi tần số cao ở dải microwaves nên lý thuyết mạch cơ sở không có hiệu lực, do pha của áp dùng thay đổi đáng kể trong các phần tử (các phần tử phân bố).

* Thông số tập trung: là đại lượng đặc tính điện xuất hiện hoặc tồn tại ở một vị trí xác định nào đó của mạch điện. Thông số tập trung được biểu diễn bởi một phần tử điện tương ứng (phần tử tập trung - Lumped circuit element), có thể xác định hoặc đo đạc trực tiếp (chẳng hạn R, C, L, nguồn áp, nguồn dòng).

* Thông số phân bố: (distributed element) của mạch điện là các đại lượng đặc tính điện không tồn tại ở duy nhất một vị trí cố định trong mạch điện mà được rải đều trên chiều dài của mạch. Thông số phân bố thường được dùng trong lĩnh vực SCT, trong các hệ thống truyền sóng (đường dây truyền sóng, ống dẫn sóng, không gian tự do ...) Thông số phân bố không xác định bằng cách đo đạc trực tiếp.

* Trong lĩnh vực SCT, khi λ so sánh được với kích thước của mạch thì phải xét cấu trúc của mạch như một hệ phân bố. Đồng thời khi xét hệ phân bố, nếu chỉ xét một phần mạch điện có kích thước $\ll \lambda$ thì có thể thay tương đương

phần mạch điện này bằng một mạch điện có thông số tập trung để đơn giản hoá bài toán.

1.1 Lịch sử và ứng dụng

- Lĩnh vực SCT được coi như một chuyên ngành cơ sở, có nền móng được phát triển trên 100 năm và đặc biệt phát triển mạnh do các ứng dụng trong radar.

- Sự phát triển của kỹ thuật SCT gắn liền với những thành tựu trong lĩnh vực các linh kiện high - frequency - solid - state devices, các mạch tích hợp SCT và các vi hệ hiện đại.

- Maxwell (1873) trường điện từ → Heaviside (1885 - 1887) lý thuyết ống dẫn sóng → Heinrich Hertz (1887 - 1891) thí nghiệm ống dẫn sóng → Radiation Laboratory ở Massachusetts Institute of Tech (MIT).

* Ứng dụng:

- Anten có độ lợi cao

- Thông tin băng rộng (dung lượng lớn), chẳng hạn độ rộng băng 1% của tần số 600 MHz là 6 MHz (là độ rộng của một kênh TV đơn lẻ), 1% ở 60 GHz là 600 MHz (chứa được 100 kênh TV). Đây là tiêu chuẩn quan trọng vì các dải tần có thể sử dụng ngày càng ít đi.

- Thông tin vệ tinh với dung lượng lớn do sóng SCT không bị bẻ cong bởi tầng ion

- Lĩnh vực radar vì diện tích phản xạ hiệu dụng của mục tiêu tỷ lệ với kích thước điện của mục tiêu và kết hợp với cao độ lợi của anten trong dải SCT.

- Các cộng hưởng phân tử, nguyên tử, hạt nhân xảy ra ở vùng tần số SCT do đó kỹ thuật SCT được sử dụng trong các lĩnh vực khoa học cơ bản, cảm biến từ xa, chẩn trị y học và nhiệt học.

* Các lĩnh vực ứng dụng chính hiện nay là radar và các hệ thống thông tin:

- Tìm kiếm, định vị mục tiêu cho các hệ thống điều khiển giao thông, dò tìm hoá tiễn, các hệ thống tránh va chạm, dự báo thời tiết ...

- Các hệ thống thông tin: Long - haul telephone, data and TV transmission: wireless telecom. Như DBS: Direct Broadcast Satellite television,

PCSs: Personal communication systems; WLANS: wireless local area computer networks, CV: cellular video systems; GPS: Global positioning satellite systems, hoạt động trong dải tần từ 1.5 đến 94 GHz.

2. LÝ THUYẾT ĐƯỜNG DÂY TRUYỀN SÓNG

2.1. Mô hình mạch các phần tử tập trung cho một đường dây truyền sóng

1. Mô hình

- Khác biệt mấu chốt giữa lý thuyết mạch và lý thuyết đường dây là ở chỗ kích thước diện. LTM giả thiết kích thước của mạch nhỏ hơn rất nhiều so với bước sóng, trong khi lý thuyết đường dây khảo sát các mạch có kích thước so sánh được với bước sóng, tức là coi đường dây như một mạch có thông số phân bố, trong đó áp và dòng có thể có biên độ và pha thay đổi theo chiều dài của dây.

- Vì các đường truyền cho sóng TEM luôn có ít nhất hai vật dẫn nên thông thường chúng được mô tả bởi hai dây song hành, trên đó mỗi đoạn có chiều dài Δz có thể được coi như một mạch có phần tử tập trung với R, L, G, C là các đại lượng tính trên một đơn vị chiều dài.

R: Điện trở nối tiếp trên một đơn vị chiều dài cho cả hai vật dẫn, Ω/m

L: Điện cảm nối tiếp trên một đơn vị đo chiều dài cho cả hai vật dẫn, H/m

G: Dẫn nạp shunt trên đơn vị chiều dài, S/m

C: Điện dung shunt trên đơn vị chiều dài, F/m

*L biểu thị độ tự cảm tổng của hai vật dẫn và C là điện dung do vị trí tương đối gần nhau của hai vật dẫn. R xuất hiện do độ dẫn điện hữu hạn của các vật dẫn và G có thể coi như một chuỗi các khâu .

- Áp dụng định luật Kirehhoff

$$\left\{ \begin{array}{l} v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\delta i(z,t)}{\delta t} - v(z+\Delta z,t) = 0 \end{array} \right. \quad (1.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i(z,t) - G\Delta z v(z+\Delta z,t) - C\Delta z \frac{\delta v(z+\Delta z,t)}{\delta t} - i(z+\Delta z,t) = 0 \end{array} \right. \quad (1.2)$$

Lấy giới hạn (1.1) và (1.2) khi $\Delta z \rightarrow 0 \Rightarrow$

$$\begin{cases} \frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \end{cases} \quad (2.2a)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \end{cases} \quad (2.2b)$$

Đây là các phương trình dạng time - domain của đường dây (trong miền thời gian), còn có tên là các phương trình telegraph.

Nếu $v(z,t)$ và $i(z,t)$ là các dao động điều hòa ở dạng phức thì \rightarrow

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(H + j\omega L)I(z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C)V(z) \end{cases} \quad (2.3a)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(H + j\omega L)I(z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C)V(z) \end{cases} \quad (2.3b)$$

Chú ý: (2.3) có dạng tương tự hai phương trình đầu của hệ phương trình Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H}$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \vec{E}$$

2.2 Sự truyền sóng trên đường dây

Để có thể đưa (2.3a, b) về dạng

$$\begin{cases} \frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \end{cases} \quad (2.4a)$$

$$\begin{cases} \frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \end{cases} \quad (2.4b)$$

Trong đó γ là hằng số truyền sóng phức, làm một hàm của tần số, Lời giải dạng sóng chạy của (2.4) có thể tìm dưới dạng:

$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \end{cases} \quad (2.5a)$$

$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \end{cases} \quad (2.5b)$$

Từ 2.5b có thể viết dưới dạng:

$$I_{(z)} = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2.6)$$

Chuyển về miền thời gian thì sóng điện áp có thể được biểu diễn bởi:

$$v_{(z,t)} = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2.7)$$

Trong đó:

ϕ^+ là góc pha của điện áp phức $|V_0^+|$

$$\text{Khi đó bước sóng được tính bởi: } \lambda = \frac{2z}{\beta} \quad (2.8)$$

$$\text{Vận tốc pha: } v_t = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2.9)$$

2.3 Đường dây không tổn hao:

(2.7) là nghiệm tổng quát cho đường dây có tổn hao với hằng số truyền và trở kháng đặc trưng có dạng phức. Trong nhiều trường hợp thực tế tổn hao đường dây rất bé, có thể bỏ qua khi đó có thể coi $R = G = 0$ và ta có:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (2.10)$$

$$\Rightarrow \alpha = 0, \beta = \omega\sqrt{LC}$$

\Rightarrow Trở kháng đặc trưng:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ là một số thực} \quad (2.11)$$

Khi đó:

$$\begin{cases} V_{(z)} = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \end{cases} \quad (2.12a)$$

$$\begin{cases} I_{(z)} = I_0^+ e^{-j\beta z} + I_0^- e^{j\beta z} \end{cases} \quad (2.12b)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.13)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.14)$$

3. TRƯỜNG TRÊN ĐƯỜNG DÂY

3.1 Các thông số đường truyền

Xét đoạn dây đồng nhất, dài 1m với các vectơ \vec{E} , vectơ \vec{H} như hình vẽ

- S: Diện tích mặt cắt của dây

- Giả thiết $V_0 e^{\pm j\beta z}$ và $I_0 e^{\pm j\beta z}$ là áp và dòng giữa các vật dẫn

- Năng lượng từ trường trung bình tích tụ trên 1m dây có dạng:

$$W_m = \frac{\mu}{4} \int_s \vec{H} \cdot \vec{H}' ds \Rightarrow L = \frac{\mu}{|I_0|^2} \int_s \vec{H} \cdot \vec{H}' ds (H/m) \quad (2.15)$$

- Tương tự điện năng trung bình tích tụ trên đơn vị chiều dài là:

$$W_t = \frac{E}{4} \int_s \vec{E} \cdot \vec{E}' ds \Rightarrow C = \frac{\varepsilon}{|V_0|^2} \int_s \vec{E} \cdot \vec{E}' ds (F/m) \quad (2.16)$$

- Công suất tổn hao trên một đơn vị chiều dài do độ dẫn điện hữu hạn của vật dẫn kim loại là:

$$P_t = \frac{R_t}{2} \int_{c_1+c_2} \vec{H} \cdot \vec{H}' dl \quad (\text{Giả thiết } \vec{H} \text{ nằm trên } S)$$

$$\text{Với } R_t = \frac{1}{\sigma \delta_s} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad (\text{là điện trở bề mặt của kim loại})$$

- Theo lý thuyết mạch \Rightarrow

$$R = \frac{R_s}{|I_0|^2} \int_{c_1+c_2} \vec{H} \cdot \vec{H}' dl (\Omega/m) \quad (2.17)$$

- Công suất tổn hao điện môi trung bình trên đơn vị chiều dài là:

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon^*}{2} \int_s \vec{E} \cdot \vec{E}' ds$$

Với ε^* là phần ảo của hằng số điện môi phức $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon^* = \varepsilon'(1 - jtg\delta)$

Theo LTM \Rightarrow Độ lợi G là:

$$G = \frac{\omega \varepsilon^*}{|V_0|^2} \int_s \vec{E} \cdot \vec{E}' ds (S/m) \quad (2.18)$$

2. Ví dụ: Các thông số đường dây của đường truyền đồng trục trường của sóng TEM trong đường truyền đồng trục có thể biểu diễn bởi:

$$\vec{E} = \frac{V_0 \hat{\rho}}{\rho \ln \frac{b}{a}} e^{-r^2}; \quad \vec{H} = \frac{l_0 \hat{\phi}}{2\pi \rho} e^{-r^2}, \quad \varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon^*, \quad \mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

($\hat{\rho}$ và $\hat{\phi}$ là các vectơ đơn vị theo phương ρ và ϕ)

$$\Rightarrow L = \frac{\mu}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_a^b \frac{1}{\rho^2} \rho d\rho \phi \ln \frac{b}{a} (H/m)$$

$$C = \frac{2\pi\varepsilon^*}{\ln \frac{b}{a}} (F/m)$$

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) (\Omega/m)$$

$$G = \frac{2\pi\omega\varepsilon^*}{\ln \frac{b}{a}} (S/m)$$

* Các thông số đường truyền của một số loại đường dây

L	$\frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{D}{2a} \right)$	$\frac{\mu d}{W}$
C	$\frac{\pi\varepsilon^*}{\cosh^{-1}(D/2a)}$	$\frac{\varepsilon'W}{d}$
R	$\frac{R_n}{\pi a}$	$\frac{2R_t}{W}$
G	$\frac{\pi\omega\varepsilon^*}{\cosh^{-1}(D/2a)}$	$\frac{\omega\varepsilon^*W}{d}$

3.2 Hằng số truyền sóng, trở kháng đặc tính và dòng công suất

- Các phương trình telegraph (2.3 a, b) có thể thu được từ hệ phương trình Maxwell

- Xét đường truyền đồng trục trên đó có sóng TEM được đặc trưng bởi:

$$E_z = H_z = 0 \text{ và } \frac{\partial}{\partial \phi} = 0 \text{ (do tính đối xứng trục)}$$

Hệ phương trình Maxwell

$$\nabla_x \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.19a)$$

$$\nabla_x \vec{H} = -j\omega\mu\vec{E} \quad (2.19b)$$

Với $\varepsilon = \varepsilon^* - j\varepsilon^{**}$ (có tổn hao điện môi, bỏ qua tổn hao điện dẫn)

$$\hat{\rho} \frac{\partial E_0}{\partial z}$$

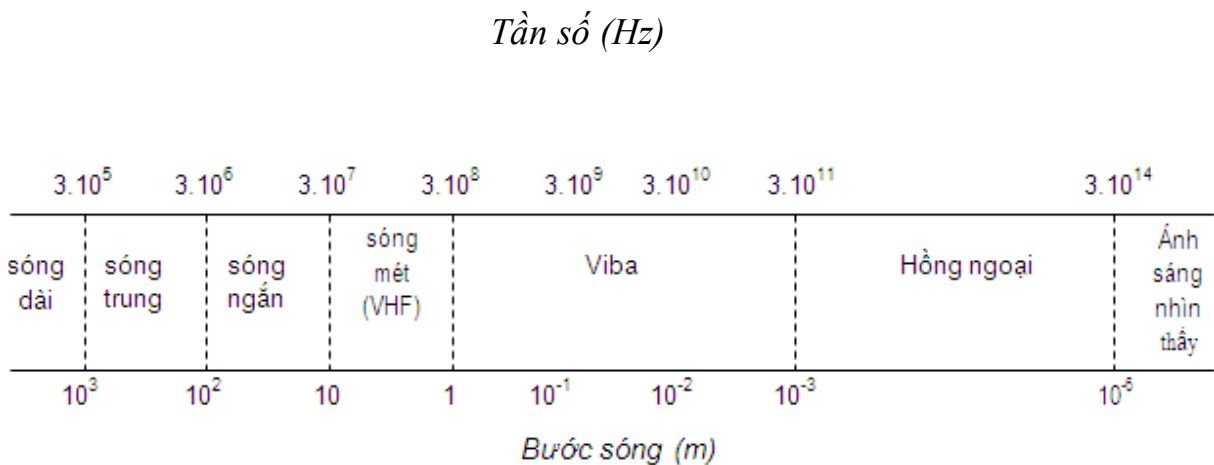
4. Khái niệm về dải tần

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 1.1 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): $f = 300 \text{ MHz} \div 3 \text{ GHz}$

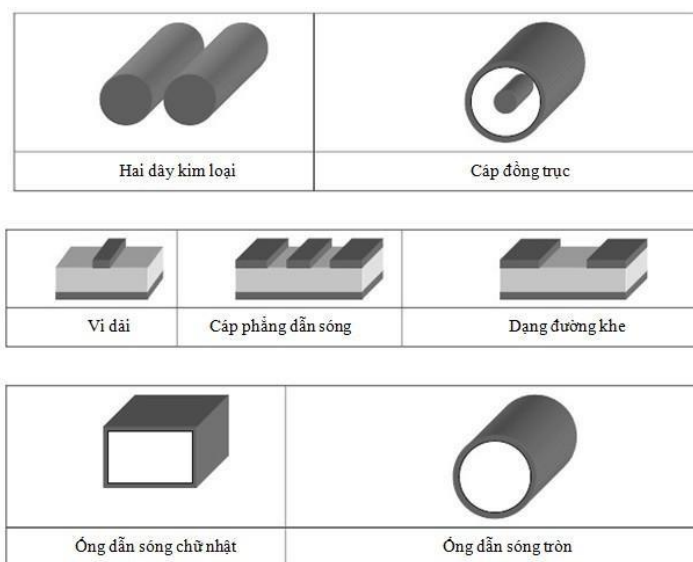
- Siêu cao tần SHF (Super High Frequency): $f = 3 \div 30 \text{ GHz}$
- Vô cùng cao tần EHF (Extremely High Frequency): $f = 30 \div 300 \text{ GHz}$

4.1 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.

4.2 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 lối vào của một mạch tới một phần tử nào đó hoặc từ một phần đến lối 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.

4.3 Các thành phần:

Các phần tử thụ động: RLC, các diot, các đường truyền ($\frac{1}{4}$)

Các phần tử tích cực của các transistor (BJT, FET, MESFET, MOSFET, HEMT)

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

4.4 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 .

$$\text{Điện trở của lõi } R_a = \frac{4h}{\pi\sigma_1 d_{10}^2} \quad (1.1)$$

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

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

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

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

Trường hợp sóng sin

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

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

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

(1.8)

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

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

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

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

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

$$\frac{V(+)}{I(-)} = \frac{R_1 + jL_1\omega}{Y} \text{ hoặc } \frac{V(+)}{I(-)} = +Z_{(C)} \quad (2.12)$$

Coi sóng phản xạ như là sóng sin :

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

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

$$\frac{\underline{V}(-)}{\underline{I}(-)} = \frac{\underline{R}_1 + j\underline{L}_1\omega}{\underline{Y}} \quad \text{hoặc} \quad \boxed{\frac{\underline{V}(-)}{\underline{I}(-)} = -\underline{Z}_{(C)}} \quad (2.14)$$

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

Đường truyền không tổn hao

$$\underline{R}_1 = 0, \underline{G}_1 = 0 \text{ do đó } \underline{Y} = jk$$

$$\text{Và } \underline{Z}_c = \sqrt{\frac{\underline{L}_1}{\underline{C}_1}}; \underline{V}_p = \frac{1}{\sqrt{\underline{L}_1 \underline{C}_1}}$$

Hệ số phản xạ

Một đường truyền được giới hạn bởi một tải với trở kháng \underline{Z}_L . Hệ số phản xạ xác định bởi công thức

$$\underline{P}_L = \frac{\underline{V}_{(-)L}}{\underline{V}_{(+)L}} \quad (2.15)$$

$$\underline{Z}_L = \frac{\underline{V}_L}{\underline{I}_L} = \frac{\underline{V}_{(+)L}}{\underline{I}_{(+)L} + \underline{I}_{(-)L}} = \frac{\underline{V}_{(-)L} / \underline{V}_{(+)L}}{\underline{I}_{(+)L} (1 + \underline{I}_{(-)L} / \underline{I}_{(+)L})} = \underline{Z}_c = \frac{1 + \underline{p}_L}{\underline{P}_L}$$

Trở kháng chuẩn hóa được tính theo đơn vị của trở kháng đặc trưng

$$\underline{Z}_L = \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_{(c)}} \quad (2.16)$$

$$\underline{Z}_L \frac{1 + \underline{P}_L}{1 - \underline{P}_L} \quad \text{hoặc} \quad \underline{P}_L \frac{\underline{Z}_L - 1}{\underline{Z}_L + 1}$$

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 dài:

$$Z_1 = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

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

Thay $\Gamma = |\Gamma|e^{i\varphi}$ ta viết lại (2.23) dưới dạng: (2.21)

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

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:

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

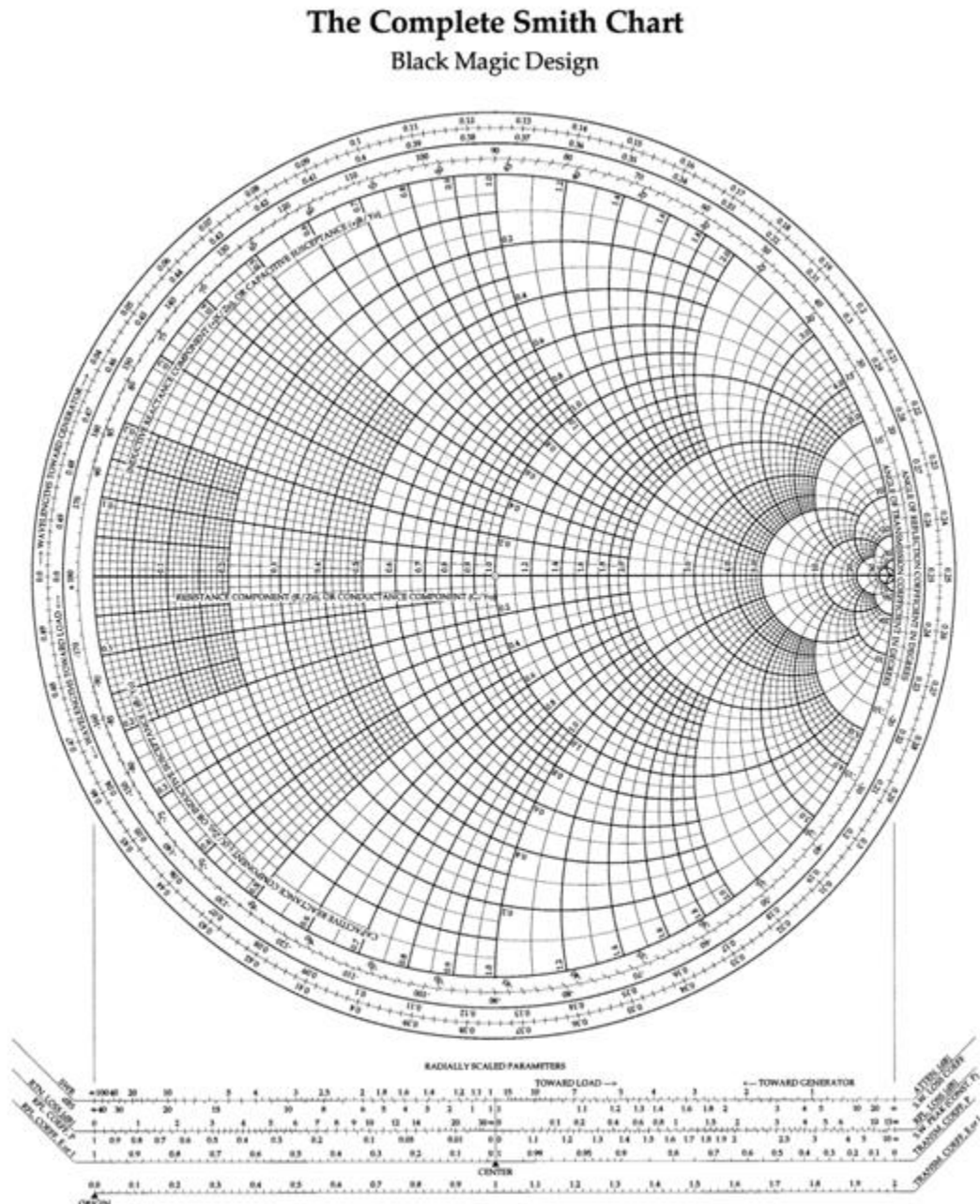
$$X_L = \frac{2\Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.27)$$

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



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 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 trực 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

$$\Gamma(l) = \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{-2i\beta l} \Gamma(0) = \Gamma e^{-2i\beta l} \quad (2.30)$$

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 βl , trong đó: $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

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

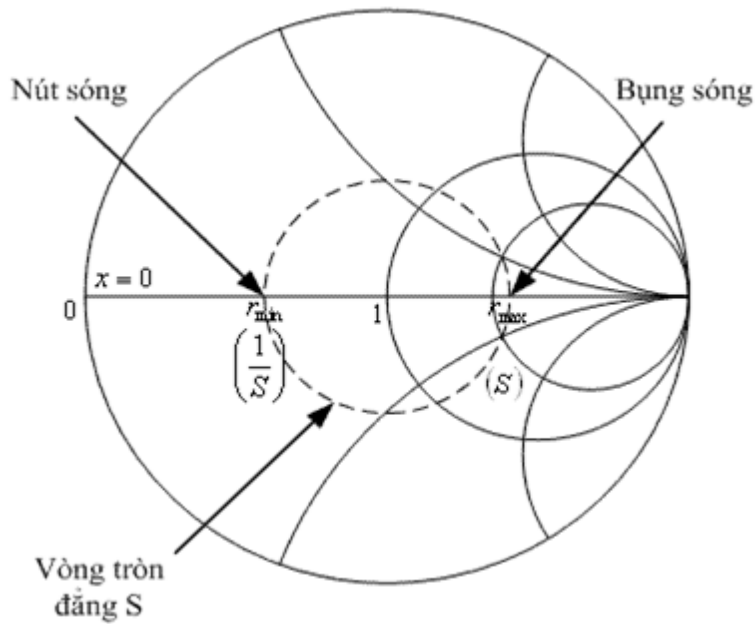
Theo quy định của đồ thị Smith:

-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 1.5). Trên đồ thị Smith cũng nhận thấy ngay khoảng cách giữa bụng sóng và nút sóng bằng $0,25\lambda$

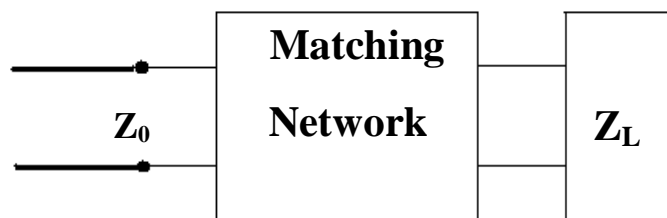


Hình 1.5: Biểu diễn điểm bụng và điểm nút của sóng đứng trên đồ thị Smith

5. 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.

5.1 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 ra một đơn vị phối hợp trở kháng.

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

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

$$\text{điện dẫn chuẩn hóa là : } y = \frac{1 - \rho}{z + \rho} = \frac{1 - \rho}{1 + \rho}; \text{ vì vậy } -\rho \text{ phụ thuộc}$$

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)

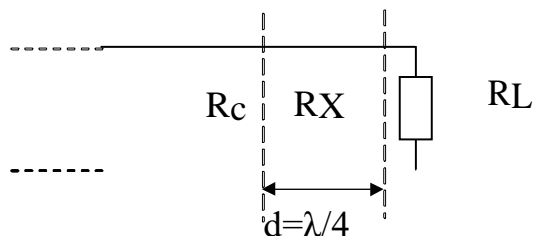
$Z_L = R_L + jX_L$ dẫn đến $z_L, -\rho$, và y_L ; điện dẫn chuẩn hóa, đối với yếu tố mắc song song : $Y_P = jB_P; y' = g_L + j(b_L + b_P)$.

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

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

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

- 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.

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

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

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

$$\text{bằng công thức : } Z_{Ld} = \frac{Z_L + j \tan(kd)}{1 + j Z_L \tan(kd)}, \text{ vì vậy điện chuẩn hóa là : } y_{Ld} = \frac{Y_L + j \tan(kd)}{1 + j Y_L \tan(kd)}$$

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:

$$1 + j \cot(kl) \frac{[g_L + j(b_L + \tan(kd))][1 - b_L \tan(kd) - j g_L \tan(kd)]}{|1 - b_L \tan(kd)| + |g_L \tan(kd)|^2} \quad (2.36)$$

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.

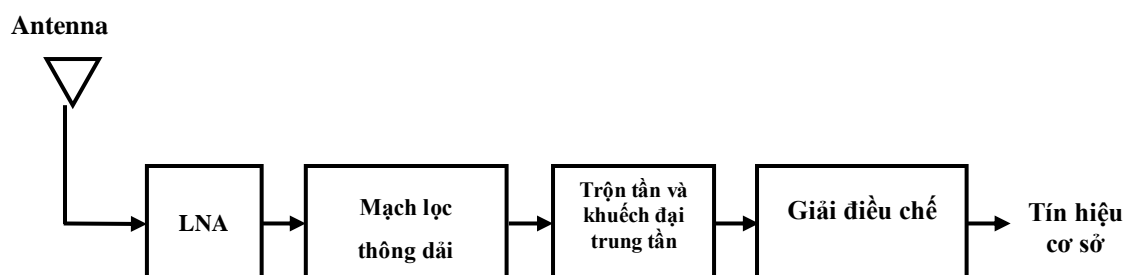
- Phối hợp trở kháng với dây chêm đôi.

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, MÔ PHỎNG BỘ KHUẾCH ĐẠI TẠP ÂM THẤP LNA BẰNG TÀN S

Giới thiệu

Ngày nay, hệ thống truyền thông sử dụng sóng siêu cao tần đóng vai trò quan trọng trong sự phát triển của việc truyền thông tin. Trong hệ thống siêu cao tần, bộ khuếch đại là thành phần cơ bản và phổ biến. Các transistor trong bộ khuếch đại có thể hoạt động trong khoảng tần số rất rộng lên tới 100 GHz ở những ứng dụng yêu cầu kích thước nhỏ gọn, nhiều hình thấp, dải thông rộng và tiêu hao năng lượng thấp. Kỹ thuật thiết kế mạch khuếch đại sử dụng BJT và FET dựa trên các khái niệm được nghiên cứu về đường truyền sóng siêu cao tần, mạng hai cổng và giản đồ Smith. Trong lĩnh vực siêu cao tần, lý thuyết mạch thông thường không thể sử dụng trực tiếp để giải quyết các vấn đề của mạng siêu cao tần. Trong trường hợp đó, lý thuyết mạch thông thường được gần đúng hoặc sử dụng lý thuyết trường điện từ được mô tả bằng các phương trình Maxwell. Điều đó có nghĩa cách thức thiết kế ở mạch siêu cao tần khác biệt so với khi thiết kế mạch ở tần số thấp. Điều này được gọi là kỹ thuật phối hợp trở kháng. Khi thiết kế mạch khuếch đại dùng transistor chúng ta phải dựa trên tham số S. Khối xử lý tín hiệu đầu tiên của bộ thu trong hệ thống truyền thông sau anten là bộ khuếch đại tạp âm thấp (Low noise amplifier (LNA)). Mạch LNA sẽ khuếch đại tín hiệu thu được với hệ số khuếch đại hợp lý và có tạp nhiễu nhỏ nhất có thể. Sơ đồ khối bộ thu của hệ thống truyền thông siêu cao tần đưa ra ở hình 2.1.



Hình 2.1. Sơ đồ khối bộ thu tín hiệu siêu cao tần.

Trong bài này, em xin trình bày việc thiết kế, mô phỏng một mạch khuếch đại LNA hoạt động ở tần số 2,1 GHz, sử dụng transistor ATF 58143 với hệ số khuếch đại lớn và nhiều nhỏ sử dụng phần mềm Advanced Design System 2016.01 (64-bit Simulations)

2.1 Phương Pháp Phối Hợp Trở Kháng

* Mục tiêu phối hợp trở kháng:

- Lấy được công suất cực đại trên tải, giảm thiểu công suất tổn hao trên đường truyền.

- Đối với các phần tử nhạy thu, phối hợp trở kháng để tăng tỷ số tín hiệu / nhiễu của hệ thống (anten, LNA, ...)

- Phối hợp trở kháng trong một mạng phân phối công suất (mạng nuôi anten mảng) sẽ cho phép giảm biên độ và lỗi pha.

* Nếu Z_L chứa phần thực khác 0 thì mạng phối hợp T_n kháng luôn có thể tìm được.

* Có nhiều phương án phối hợp, tuy nhiên cần theo các tiêu chí sau:

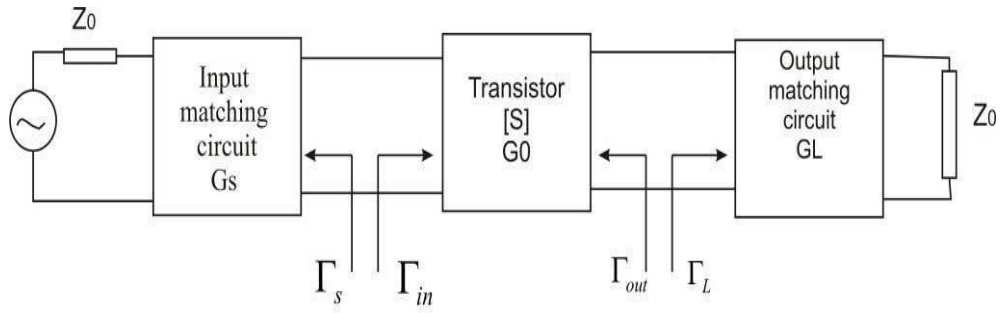
+ Độ phức tạp: đơn giản, rẻ, dễ thực hiện, ít hao tổn.

+ Độ rộng băng: cần phối hợp trở kháng tốt trong một dải tần rộng, tuy nhiên sẽ phức tạp hơn.

+ Lắp đặt: Tùy vào dạng đường truyền hoặc ống dẫn sóng quyết định phương án phối hợp TK.

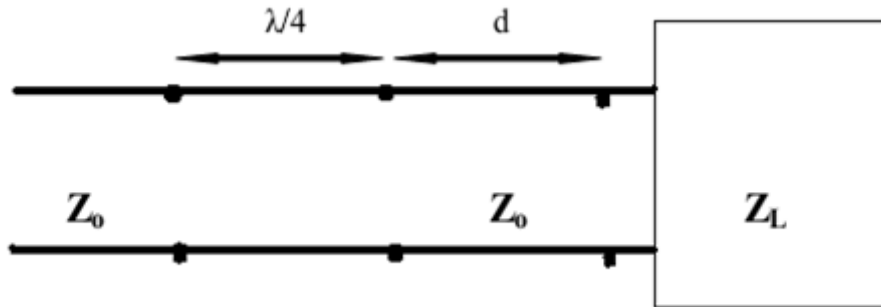
+ Khả năng điều chỉnh: trong 1 số trường hợp có thể yêu cầu MN hoạt động tốt khi Z_L thay đổi.

Chính vì 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.



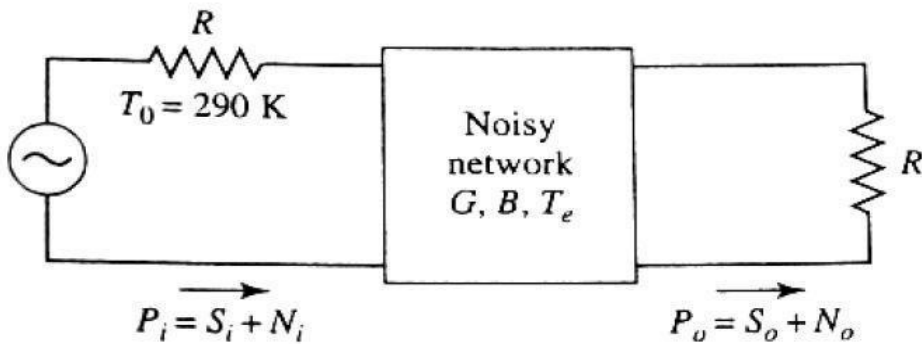
Hình 2.2: Sơ đồ mạch khuếch đại

2.1.1 Phương pháp dùng đoạn dây $\lambda/4$



Hình 2.3: Sơ đồ phối hợp trở kháng sử dụng đoạn $\lambda/4$.

2.2 Bộ Khuếch Đại Tạp Âm Thấp LNA



Hình 2.4: 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:

$$N_{out} = GKTeB \quad (2.38)$$

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.

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:

$$\left\{ Y_s = \frac{1}{z_0} \frac{1-r_s}{1+r_s} + Z_0 \frac{1+r_{opt}}{1-r_{opt}} \right.$$

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

$$G_s = \text{Re}\{YS\} = \frac{1}{2z_0} \left(\frac{1-r_s}{1+r_s} - \frac{1-r_{opt}}{1+r_{opt}} \right) = \frac{1}{z_0} \frac{1-|r_s|^2}{c} \quad (2.41)$$

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

$$F = F_{min} + \frac{4RN}{z_0} + \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1+|\Gamma_s|^2)(1+|\Gamma_{opt}|^2)}$$

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:

$$N = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1-|\Gamma_s|^2)^2} = \frac{F - F_{min}}{4R_{N/R_0}} + r_{opt} \quad |^2$$

Khai triển ra thu được

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

$$\Gamma_s \Gamma_s^* - (\Gamma_s \Gamma_{opt}^* - \Gamma_s^* \Gamma_{opt})$$

$$\Gamma_S \Gamma_S^* - \frac{(\Gamma_S \Gamma_{opt}^* + \Gamma_S^* \Gamma_{opt})}{N+1} + \Gamma_{opt} \Gamma_{opt}^*$$

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

$$\left| \Gamma_S - \Gamma_{opt} / N - 1 \right| = \frac{\sqrt{N(N+1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N+1} \quad (2.42)$$

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 $R_f = \frac{\sqrt{(N+1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{(N+1)}$

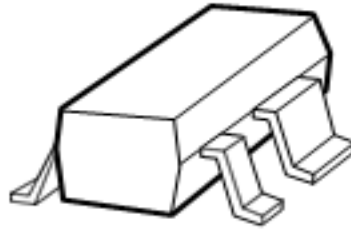
Kết luận: Nếu có các tham số đầu vào là F_{min} , r_{opt} , R_N thì ta sẽ tìm được R_f, C_f và dựng được vòng tròn \vec{r}_s như vậy có thể thiết kế được một bộ khuếch đại transistor có hệ số tạp nhiễu thấp nhất.

2.3. Thiết kế và mô phỏng chế tạo bộ khuếch đại tạp âm thấp (LNA) sử dụng transistor ATF – 58143

❖ Yêu cầu: Thiết kế bộ khuếch đại tạp âm thấp có hệ số khuếch đại lớn hoạt động ở tần số 2,1 GHz.

2.3.1 Transistor ATF – 58143

Transistor ATF - 58143 có dải tần hoạt động rộng, hệ số khuếch đại lớn thích hợp dùng chế tạo các mạch khuếch đại tạp âm thấp.



Hình 2.5: Transistor ATF - 58143

Thông số kỹ thuật:

Tần số hoạt động 2 GHz; điện áp 3V, 30 mA

- Đầu ra thứ tự 30,5 dBm
- Công suất đầu ra 19 dBm ở 1 dB
- Độ lợi liên quan 16,5 dB

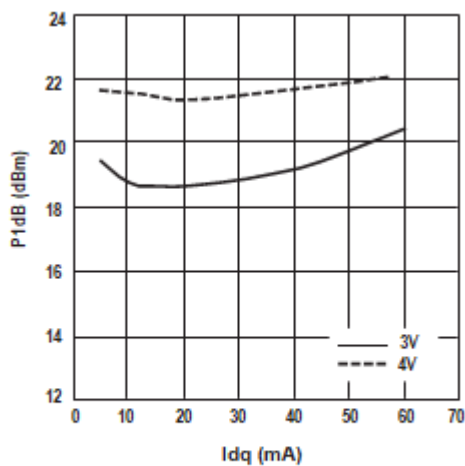


Figure 13. P1dB vs. Idq and Vds Tuned for Max OIP3 and Fmin at 2 GHz.^[1]

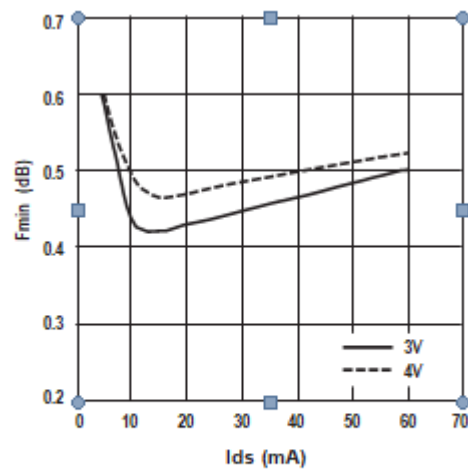


Figure 7. Fmin vs. Ids and Vds Tuned for Max OIP3 and Fmin at 2 GHz.

Hình 2.6: ATF - 58143 hoạt động ở 2 GHz

Các tham số S-Parameter của chip ATF – 58143:

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}		S_{22}		MSG/MAG	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB	dB
0.1	0.98	-17.1	27.29	23.14	168.7	-40.10	0.010	80.8	0.67	-12.1	33.69	
0.5	0.81	-92.0	25.25	18.31	123.7	-28.10	0.039	45.7	0.42	-46.6	26.68	
0.9	0.75	-126.4	21.87	12.40	103.4	-26.12	0.049	34.8	0.32	-66.7	23.99	
1.0	0.73	-132.2	21.18	11.46	99.8	-25.87	0.051	33.4	0.31	-72.3	23.52	
1.5	0.69	-153.2	18.38	8.31	85.1	-24.70	0.058	29.4	0.25	-90.8	21.54	
1.9	0.66	-165.9	16.74	6.88	75.4	-23.86	0.064	27.4	0.23	-103.6	20.30	
2.0	0.65	-169.3	16.40	6.61	73.1	-23.65	0.066	26.9	0.22	-106.0	20.03	
2.5	0.63	176.3	14.83	5.51	61.9	-22.71	0.073	24.4	0.19	-118.1	18.77	
3.0	0.61	160.7	13.51	4.74	50.9	-21.87	0.081	21.1	0.17	-133.3	17.69	
3.5	0.61	147.4	12.35	4.15	40.4	-21.10	0.088	17.7	0.15	-145.4	16.73	
4.0	0.62	133.8	11.28	3.66	30.2	-20.45	0.095	13.5	0.13	-155.7	15.86	
4.5	0.64	123.7	10.32	3.28	20.5	-19.86	0.102	9.3	0.13	-175.4	15.09	
5.0	0.66	112.5	9.41	2.96	11.1	-19.39	0.107	4.9	0.13	166.2	14.40	
5.5	0.68	103.7	8.61	2.70	2.1	-18.87	0.114	0.7	0.14	152.8	13.74	
6.0	0.69	93.0	7.84	2.47	-7.3	-18.44	0.120	-4.4	0.14	140.7	13.14	
7.0	0.71	77.2	6.47	2.11	-24.8	-17.63	0.131	-14.6	0.17	120.7	12.06	
8.0	0.74	58.3	5.14	1.81	-43.1	-17.13	0.139	-26.1	0.19	95.4	11.14	
9.0	0.78	39.7	3.77	1.54	-60.7	-16.67	0.147	-37.0	0.24	70.1	10.22	
10.0	0.84	25.1	2.55	1.34	-78.8	-16.21	0.155	-50.2	0.34	52.4	9.39	
11.0	0.87	10.2	1.25	1.16	-97.1	-16.04	0.158	-64.2	0.41	37.3	8.65	
12.0	0.89	-3.9	0.19	1.02	-114.0	-15.72	0.164	-78.3	0.46	21.5	7.96	
13.0	0.90	-20.0	-1.09	0.88	-132.2	-15.86	0.161	-93.6	0.52	2.5	7.39	
14.0	0.93	-31.4	-2.53	0.75	-148.3	-16.22	0.154	-106.5	0.58	-14.1	6.85	
15.0	0.96	-43.9	-4.00	0.63	-162.8	-16.73	0.146	-118.2	0.66	-26.0	6.36	
16.0	0.94	-54.2	-5.46	0.53	-176.5	-17.15	0.139	-128.6	0.72	-36.3	5.85	
17.0	0.96	-65.1	-7.14	0.44	168.6	-17.68	0.131	-142.4	0.74	-49.0	5.27	
18.0	0.93	-79.8	-8.81	0.36	153.8	-18.36	0.121	-155.6	0.77	-64.8	4.77	

Hình 2.7: Bảng tham số S-Parameter trích xuất từ file..S2P

Tại tần số 2 GHz các tham số quan trọng:

$$S_{11} = 0.65 S_{11\text{Ang}} = -169.3$$

$$S_{22} = 0.22 S_{22\text{Ang}} = -106.0$$

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

$$Z_{\text{in}} = 10.7 - j * 4.5$$

$$Z_{\text{out}} = 40.7 - j * 18.1$$

2.4 Tính toán mô phỏng trên phần mềm Advanced Design System 2016.01 (64-bit Simulations)

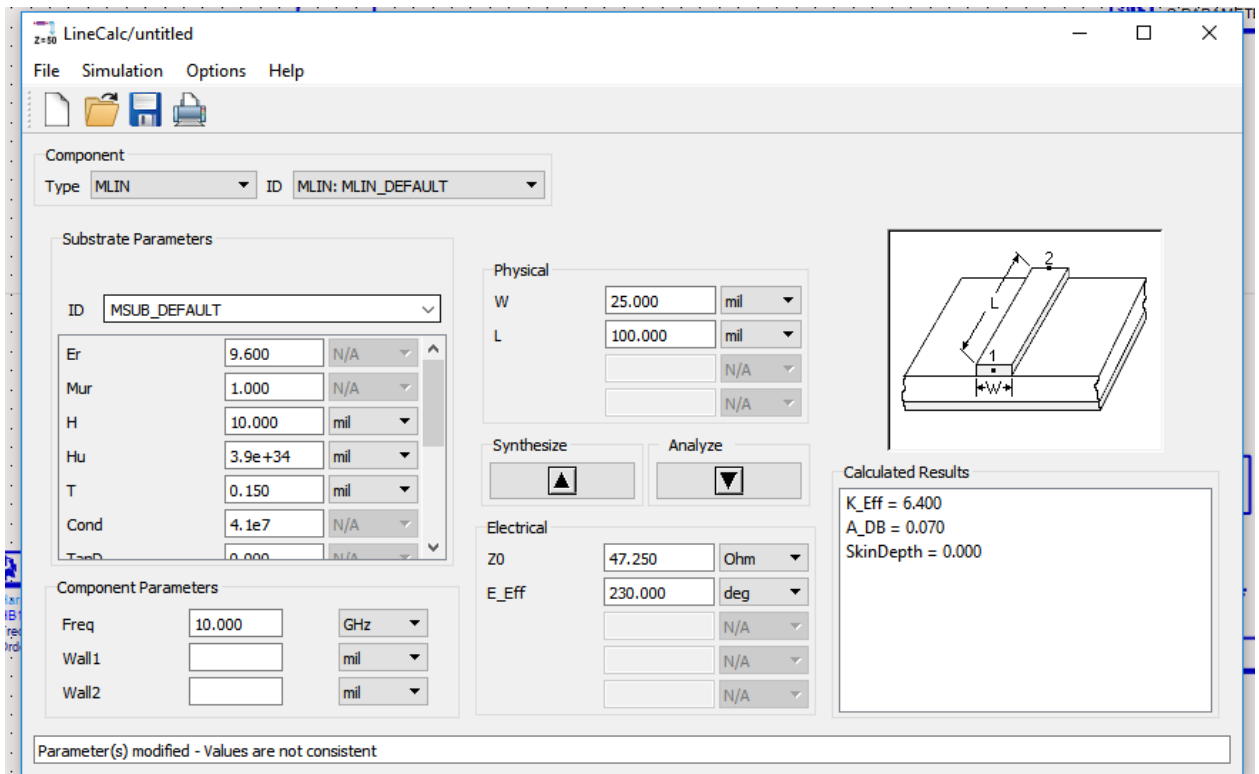
Bảng 1 đưa ra các thông số yêu cầu của mạch LNA hoạt động ở tần số 2.1 GHz dùng để thiết kế trong trường hợp này.

STT	Thông số	Đơn vị
1	Tần số trung tâm	2.1 GHz
2	Hệ số khuếch đại	>15dB
3	Trở kháng nguồn	50Ω
4	Trở kháng tải	50Ω
5	Transistor	ATF - 58143

Bảng 1. Các thông số thiết kế mạch LNA

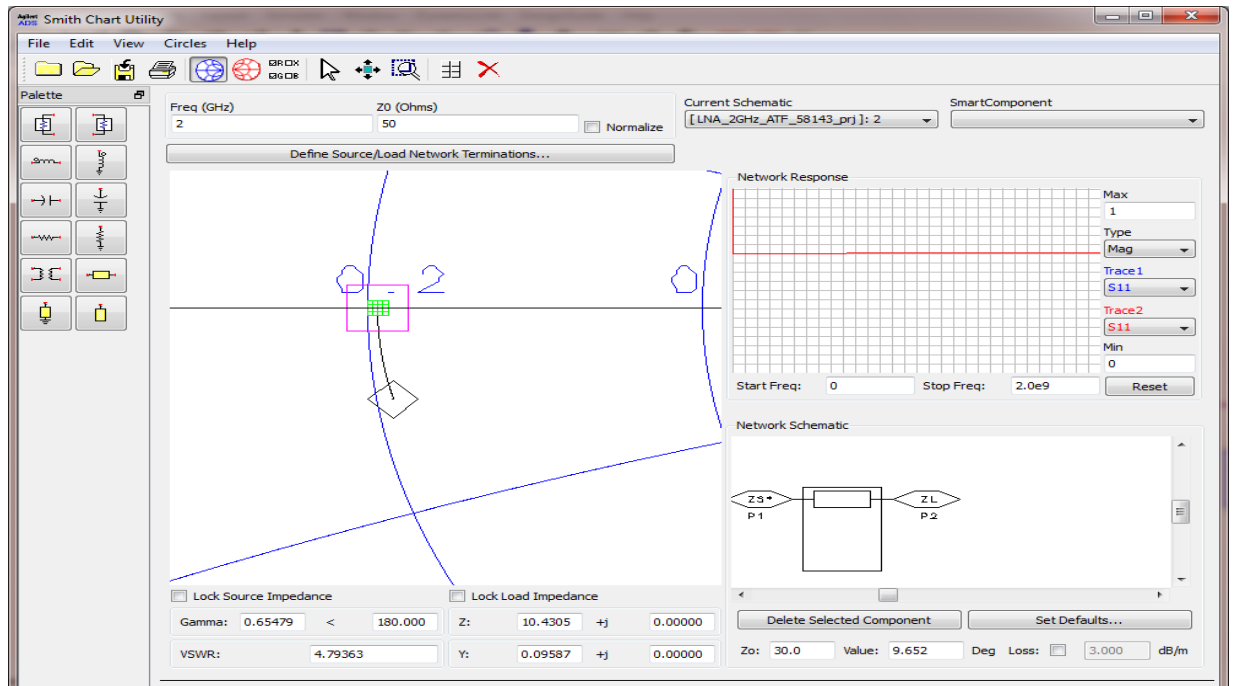
Advanced Design system (ADS) – đây là phần mềm thiết kế chuyên dụng trong lĩnh vực siêu cao tần. Các giá trị lý thuyết d_1 và $Z(\lambda/4)$ được quy đổi ra các giá trị độ rộng (W), và chiều dài (L) các đoạn dây của mạch dải thông qua công cụ LineCalc.

Công cụ LineCalc của phần mềm ADS.



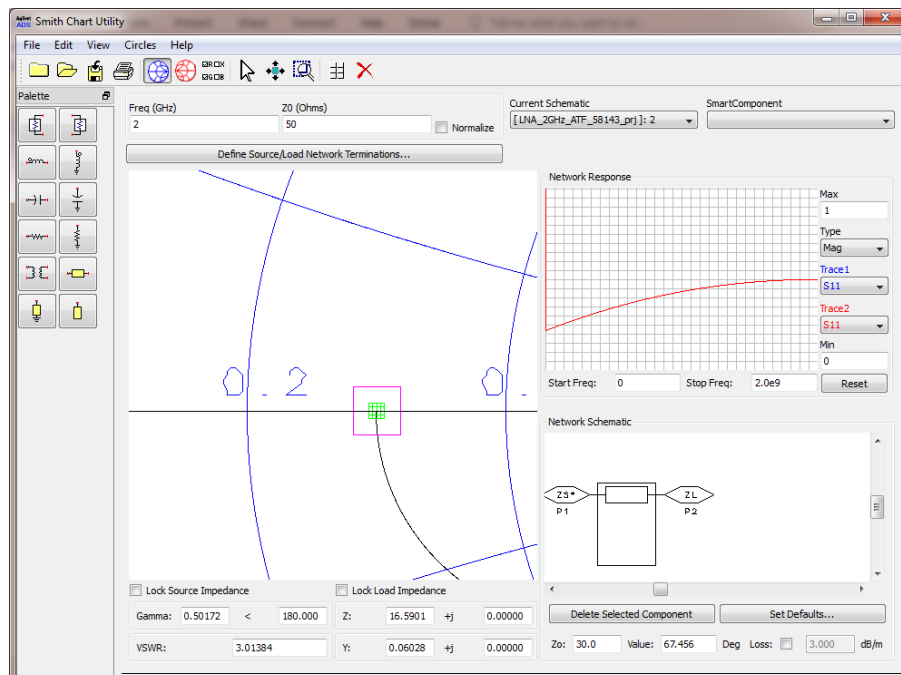
Hình 2.8 : Công cụ LineCalc của phần mềm ADS.

Sử dụng công cụ smith Chart của phần mềm ADS để tính toán trở kháng lỗi vào/ra của transistor ATF - 58143



Hình 2.9: Trở kháng lỗi vào

Với $Z_0 = 30 \text{ ohm} / 9.652 \text{ độ}$
 $Z_d = 10.4305 \text{ Ohm}$



Hình 3: Trở kháng lỗi ra

$Z_0=30 \text{ ohm}/ 67.456 \text{ độ}$
 $Z_d=16.5901 \text{ Ohm}$

2.4.1 Thiết kế mạch phối hợp trở kháng lỗi vào

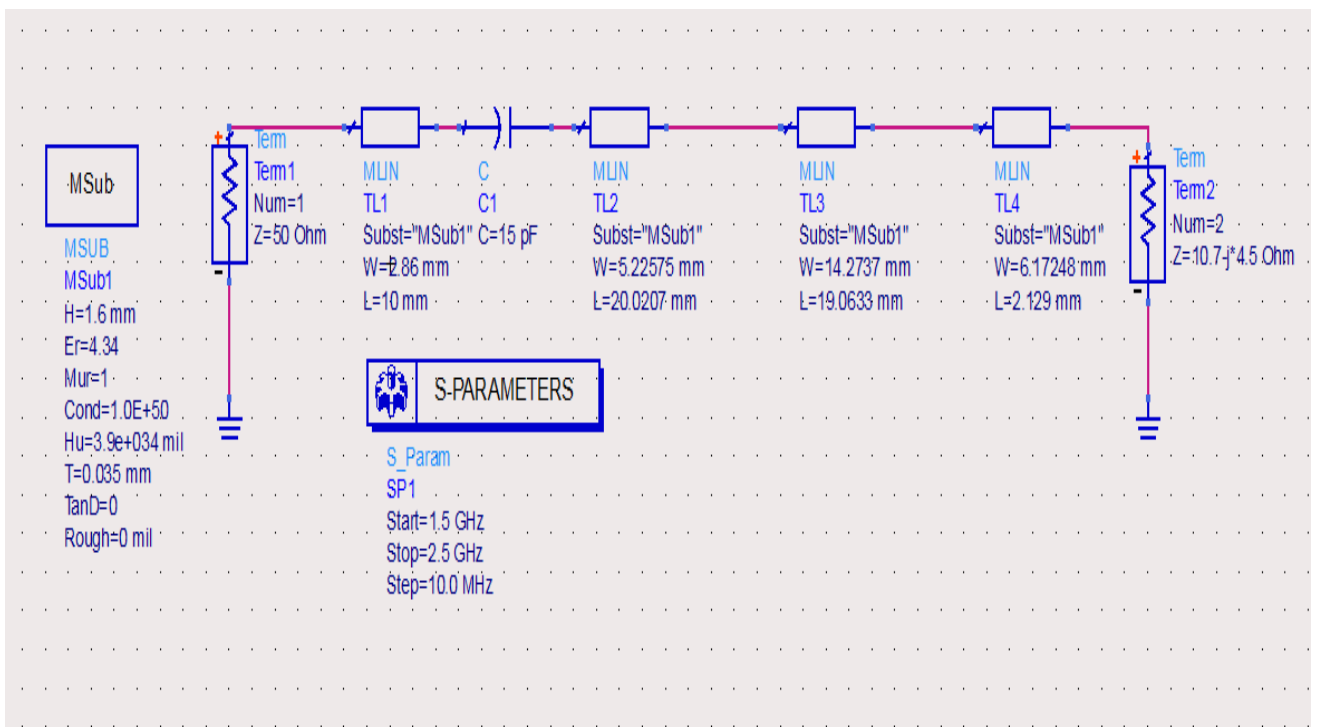
Trên cơ sở giá trị S11 tại tần số 2 GHz, xác định được trở kháng lỗi vào của transistor. Ta có:

$$S_{11} = 0.65$$

$$Z_{IN} = 10.7-j*4.5$$

Với mục đích thiết kế mạch LNA có dải thông rộng trước hết ta cần di chuyển vị trí trở kháng lỗi vào của ATF58143 tới vị trí có giá trị thực (phần phức bằng không).

Sử dụng công cụ LineCal xác định được kích thước của mạch phối hợp trở ta có sơ đồ nguyên lý mạch phối hợp trở kháng lỗi vào được đưa ra ở hình dưới đây.



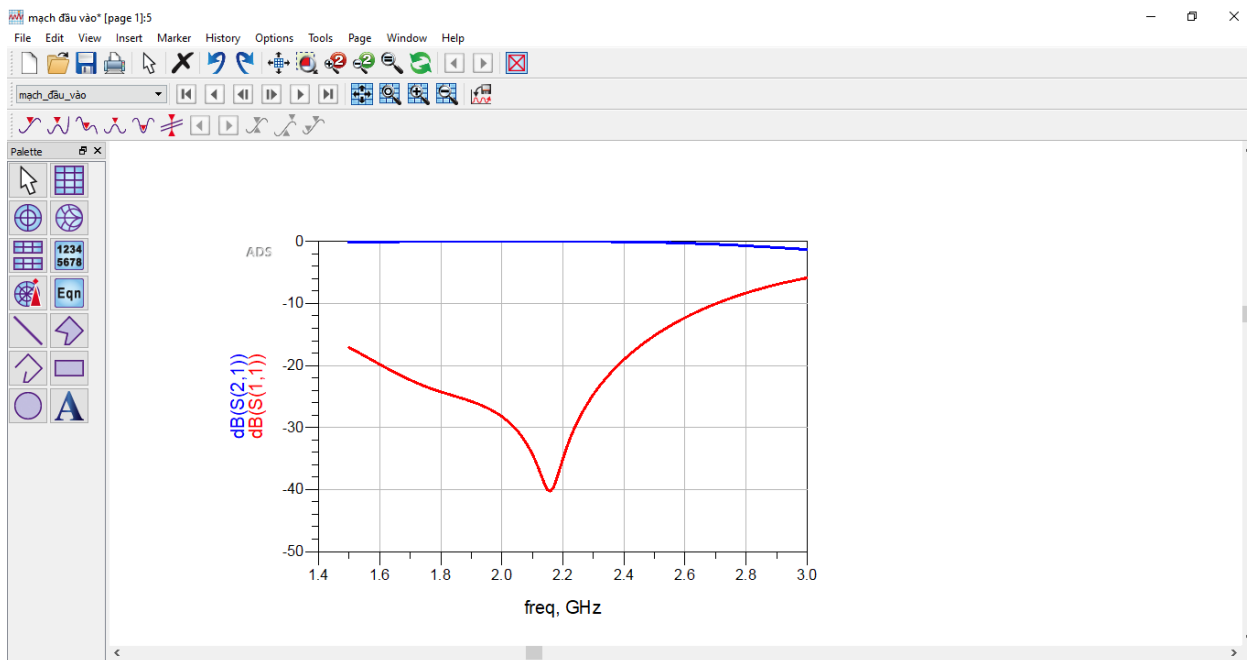
Hình 3.1: Sơ đồ nguyên lý mạch phối hợp trở kháng lỗi vào

Thu được kết quả mô phỏng

Kết quả mô phỏng tham số S11 và S21 đưa ra dưới hình 3.2

Theo đó tham số phản xạ lỗi vào S11 nhỏ hơn -30 dB trong 1 dải thông rất rộng từ 2.1 GHz – 2.3 GHz điều đó chứng tỏ mạch được phối hợp trở kháng tốt. Hệ số S21 của mạch phối hợp trở kháng lỗi vào đạt giá trị lý tưởng gần bằng 0 dB. Nghĩa là năng lượng siêu cao tần đưa vào không bị tổn hao.

Như vậy mạch phối hợp trở kháng lỗi vào đã được thiết kế đạt yêu cầu đề ra.



Hình 3.2: Kết quả mô mạch lỗi vào trên ADS 2016

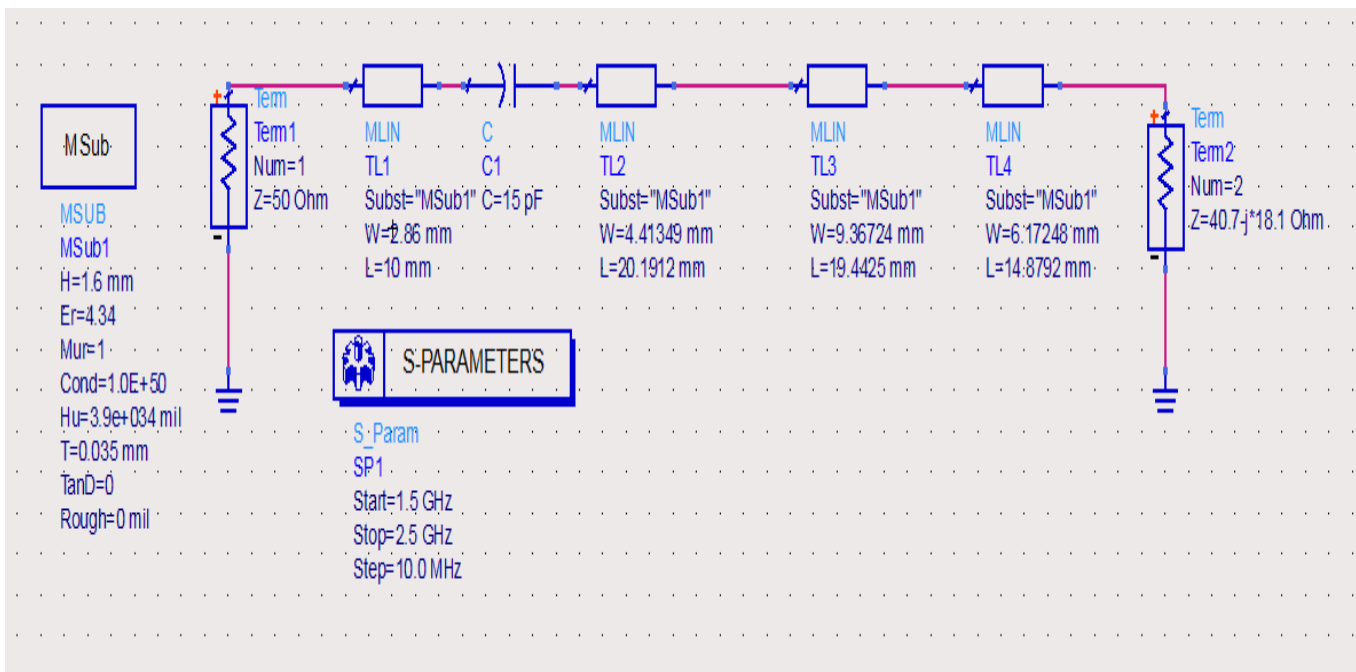
2.4.2 Thiết kế mạch phối hợp trở kháng lỗi ra

Tương tự như với trường hợp thiết kế mạch phối hợp trở kháng lỗi vào, tra cứu S_{22} của ATF58143 tại tần số 2 GHz, xác định được trở kháng lỗi ra của transistor. Ta có:

$$S_{22} = 0.22$$

$$Z_{out} = 40.7 - j * 18.1$$

Sơ đồ nguyên lý mạch phối hợp trở kháng lỗi ra được đưa ra ở hình dưới đây:

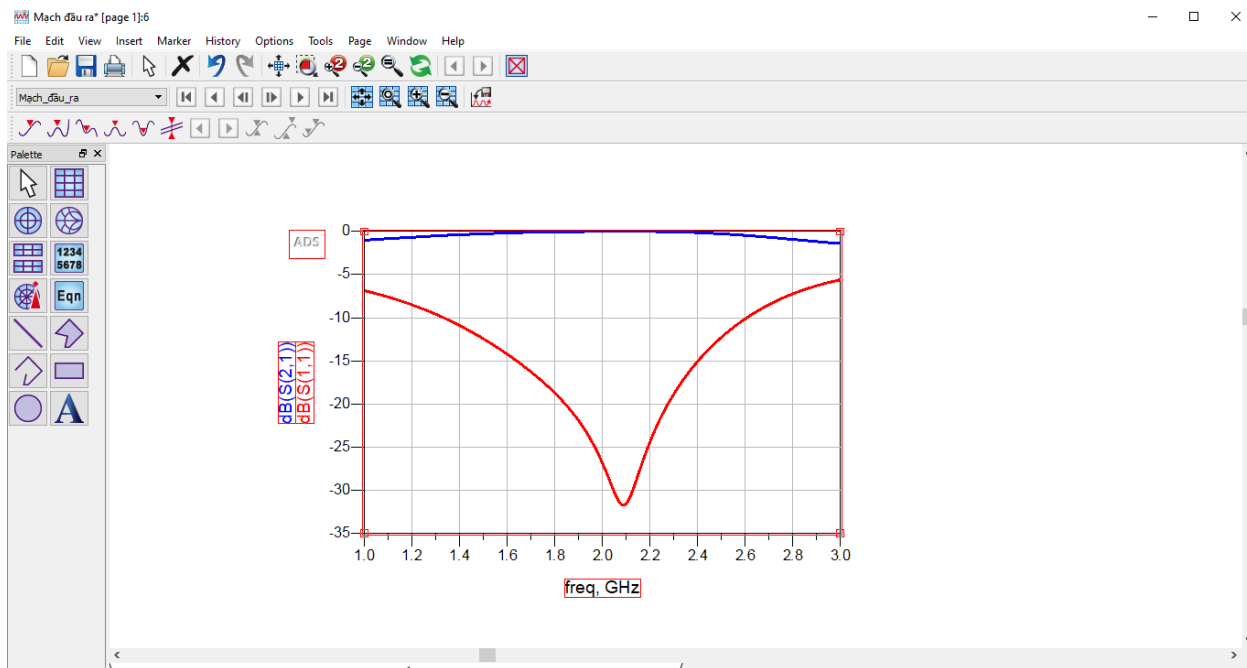


Hình 3.3: Sơ đồ nguyên lý mạch phối hợp trở kháng lỗi ra

Kết quả mô phỏng tham số S11 và S21 đưa ra dưới hình 3.4

Theo đó tham số phản xạ lỗi ra s11 nhỏ hơn -30 dB trong 1 dải thông rất rộng từ 2 – 2.2 GHz điều đó chứng tỏ mạch được phối hợp trở kháng tốt. Hệ số s21 của mạch phối hợp trở kháng lỗi vào đạt giá trị lý tưởng bằng 0 dB. Nghĩa là năng lượng siêu cao tần đưa ra không bị tổn hao.

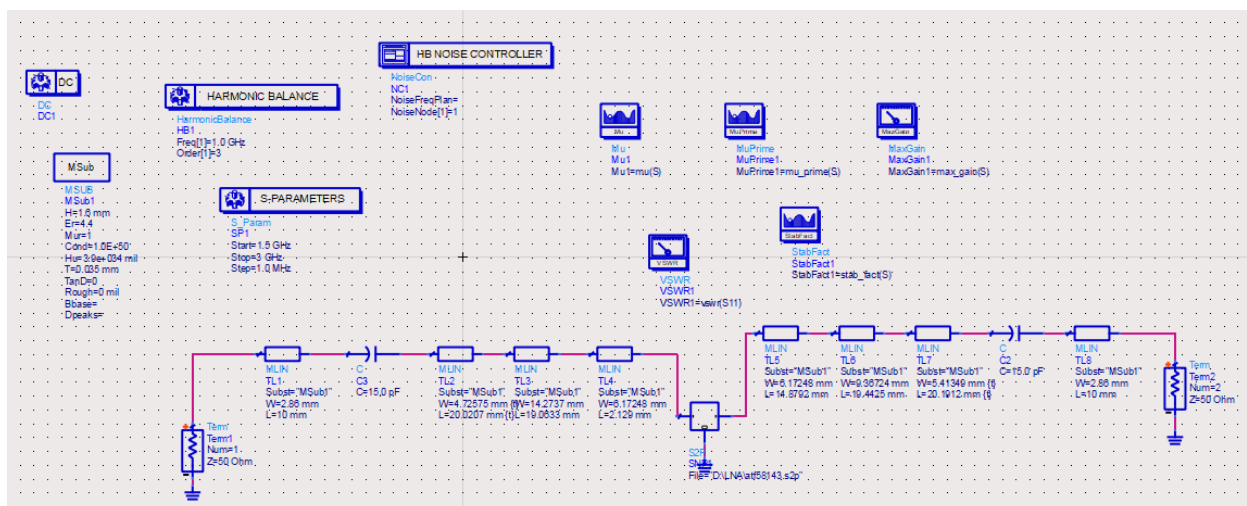
Như vậy mạch phối hợp trở kháng lỗi ra đã được thiết kế đạt yêu cầu đề ra.



Hình 3.4: Kết quả mô phỏng mạch lỗi ra

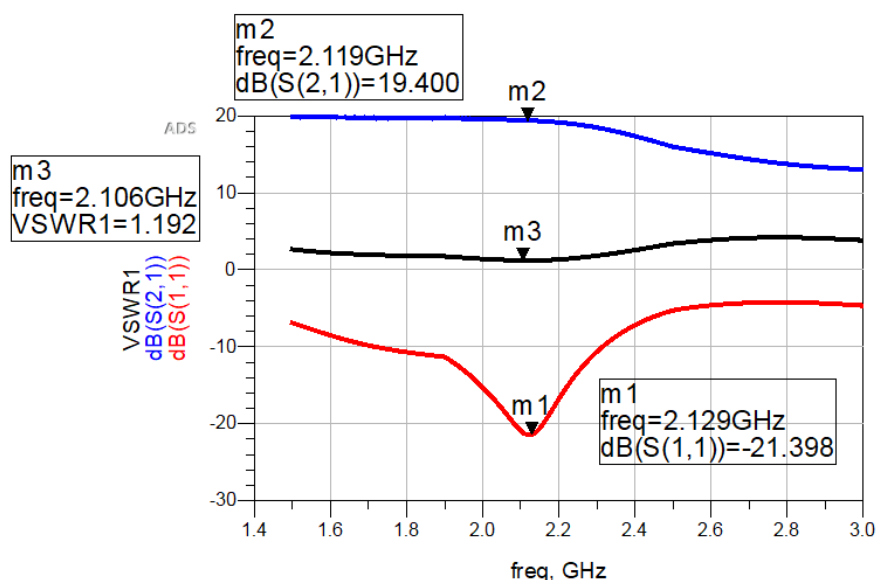
2.4.3 Sơ đồ nguyên lý mạch LNA với mạch phối hợp trở kháng lỗi vào và lỗi ra

Từ các thiết kế trên, cuối cùng chúng ta đạt được sơ đồ mạch bộ khuếch đại LNA hoàn chỉnh như hình 3.5. Sử dụng file S2P chứa thông tin về các tham số S của ATF – 58143 giúp việc mô phỏng dễ dàng hơn như trình bày tiếp theo đây.



Hình 3.5: Sơ đồ nguyên lý mạch LNA với mạch phối hợp trở kháng lỗi vào và lỗi ra

Sau khi thiết kế, mạch LNA được mô phỏng trên phần mềm ADS và được hiệu chỉnh để đạt kết quả tốt hơn. Kết quả mô phỏng các tham số S được đưa ra ở hình 3.6. Các tham số mô phỏng bao gồm hệ số truyền đạt lỗi vào ra, hệ số sóng đứng.

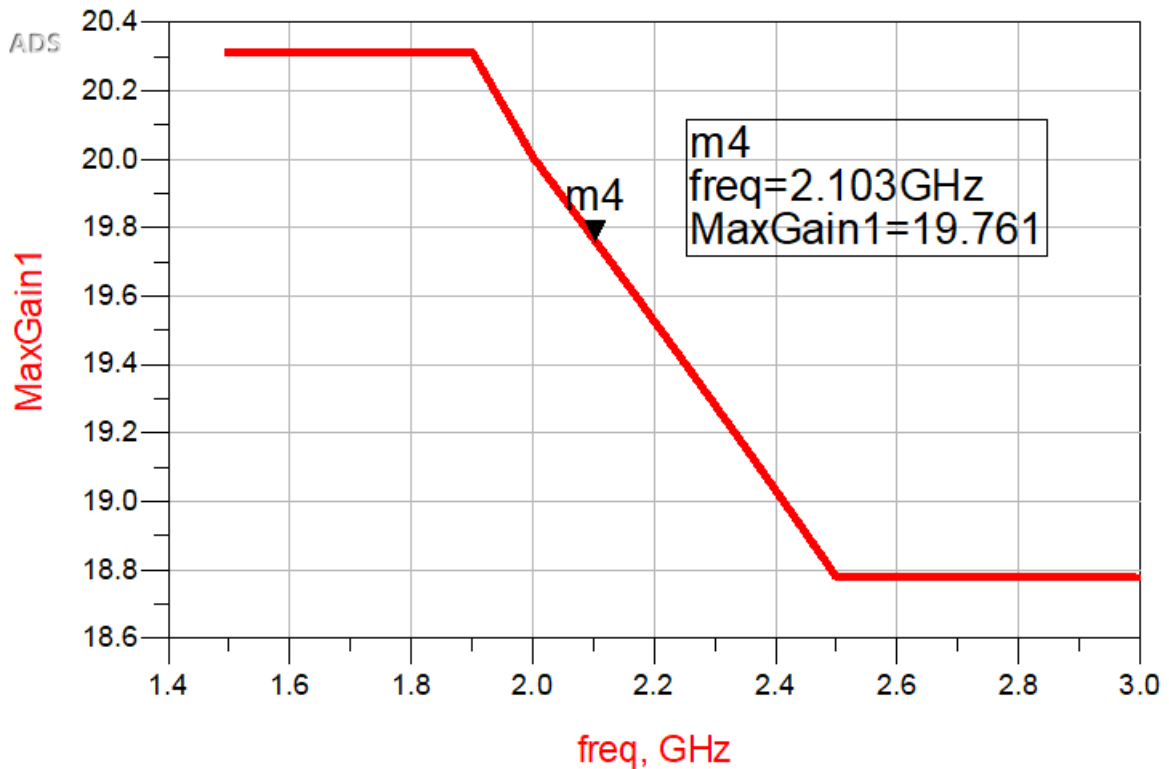


Hình 3.6: Kết quả mô phỏng tham số S và hệ số sóng đứng VSWR

Theo đó tham số phản xạ lỗi vào S11 nhỏ hơn -20 dB trong 1 dải thông từ 2 GHz – 2.2 GHz điều đó chứng tỏ mạch được phối hợp trở kháng tốt. Hệ số S21 của mạch khuếch đại tạp âm thấp đạt giá trị 19.4 dB ở tần số 2.1 GHz . Trong khoảng 2 – 2.2 GHz mạch có hệ số khuếch đại lớn hơn 19 dB như vậy mạch LNA có hệ số khuếch đại lớn . Giá trị này thỏa mãn điều kiện thiết kế đặt ra.

Hệ số sóng đứng (VSWR) của mạch ở mức 1.192 dB tại tần số 2.1 GHz gần bằng hệ số lý tưởng (hệ số lý tưởng là 1). Điều đó chứng tỏ, mạch gần như không có sự phản xạ sóng siêu cao tần trên đường truyền sóng là các đoạn mạch dài dùng để phối hợp trở kháng. Như vậy cùng với các thông số đạt được trong dải thông này, mạch LNA có thể hoạt động trong một dải tần lớn.

Kết quả mô phỏng của hệ số khuếch đại lớn nhất được đưa ra ở hình 3.7 dưới đây. Theo đó, mạch có hệ số khuếch đại lớn nhất trong dải thông từ 2 – 2.2 GHz lớn hơn 19 dB. Đây là giá trị lớn nhất đối với một mạch khuếch đại đơn tần sử dụng transistor.

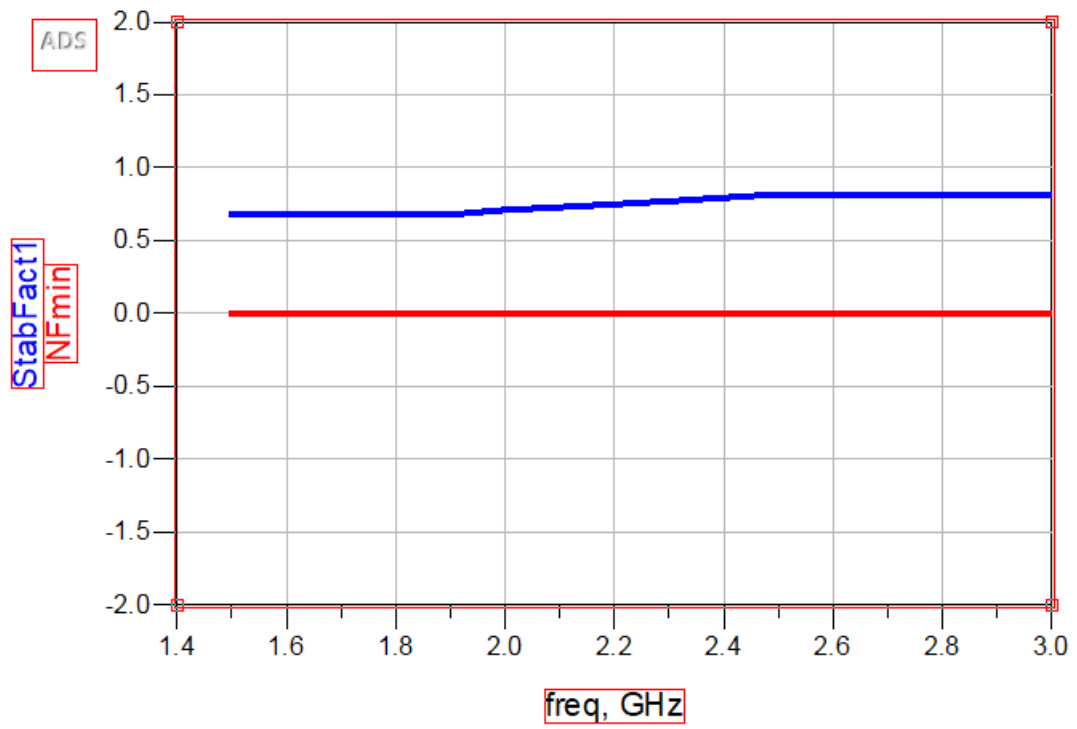


Hình 3.7: Hệ số khuếch đại lớn nhất

Một thông số quan trọng nữa là hệ số tạp âm NFmin. Đối với mạch LNA yêu cầu nhiễu càng nhỏ càng tốt. Theo yêu cầu thiết kế $NF_{min} < 2\text{dB}$. Kết quả mô phỏng NFmin của mạch LNA được đưa ra ở hình 3.8. Theo đó nó đạt giá trị bằng 0 dB đó là một kết quả rất tốt. Như vậy mạch khuếch đại sẽ đảm bảo yêu cầu khuếch đại tạp âm nhỏ nhất có thể. Đáng chú ý ở đây là mạch có NFmin bằng 0 dB trong một dải thông lớn từ 1.4-3 GHz. Điều này chứng tỏ mạch được thiết kế rất là tốt hoàn hảo với mục đích chính là khuếch đại tín hiệu có ích và giảm thiểu được khuếch đại tạp nhiễu.

Một lần nữa, để kiểm tra việc thiết kế mạch có thỏa mãn điều kiện ổn định của một mạch khuếch đại hay không, em đã thực hiện mô phỏng hệ số ổn định của mạch LNA này. Kết quả mô phỏng trên hình 3.8 chỉ ra rằng mạch có khuếch đại tạp âm thấp LNA được thiết kế đảm bảo tính ổn với hệ số $K < 1$ trong dải tần 2-2.2 GHz.

Như vậy mạch LNA đạt ổn định vô điều kiện. Do đó trong quá trình hoạt động tránh để hiện tượng tự kích.



Hình 3.8: Kết quả mô phỏng nhiễu hình và hệ số ổn định của mạch LNA thiết kế

KẾT LUẬN

Trong thời gian tìm hiểu và nghiên cứu dưới sự giúp đỡ tận tình của thầy hướng dẫn Tiến sĩ 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 Tiến sĩ 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, mô phỏng hiệu chỉnh được một bộ khuếch đại tạp âm thấp sử dụng ATF 58143 hoạt động ở băng tần S, mạch có hệ số khuếch đại lớn 19 dB, tạp âm nhỏ 0 dB ở tần số 2,1 GHz.

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

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 từ*, 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.