

ĐẠI HỌC QUỐC GIA THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA
KHOA ĐIỆN - ĐIỆN TỬ
BỘ MÔN VIỄN THÔNG
-----oo-----



LUẬN VĂN TỐT NGHIỆP
**THIẾT KẾ VÀ THI CÔNG
MẠCH CỘNG VI DẢI BĂNG TẦN WIFI**

TP. HCM, Tháng 1-2011

LỜI CẢM ƠN

Trong suốt thời gian học đại học tại trường ĐH Bách Khoa TP. HCM, với sự nhiệt tình, phương pháp giảng dạy năng động, sáng tạo, các thầy cô đã tạo nhiều điều kiện thuận lợi để chúng em hoàn thành tốt chương trình học cũng như phát huy khả năng của mình.

Đầu tiên chúng em xin gửi tới thầy Nguyễn Dương Thé Nhân lời cảm ơn chân thành. Trong quá trình thực hiện luận văn này, thầy đã trực tiếp hướng dẫn và góp ý rất nhiều để chúng em có thể hoàn thành đúng mục tiêu, kế hoạch đề ra. Qua quá trình làm việc với thầy, chúng em đã học được ở thầy nhiều điều, nhất là cách thức nghiên cứu, cách đặt vấn đề, xử lý vấn đề một cách khoa học.

Tiếp theo, chúng em xin gửi lời cảm ơn đến tất cả các thầy cô trong trường ĐH Bách Khoa TP. HCM, đặc biệt là các thầy cô trong khoa Điện-Điện Tử, những người trực tiếp giảng dạy và truyền đạt kiến thức cho chúng em trong suốt thời gian học tại trường.

Kính chúc quý thầy cô dồi dào sức khỏe để có thể đưa những thế hệ trong tương lai trở thành nhà kỹ thuật năng động, sáng tạo đóng góp công sức cho sự nghiệp xây dựng đất nước ngày càng giàu mạnh.

TP. Hồ Chí Minh, Tháng 1/2011

TÓM TẮT LUẬN VĂN

Bộ cộng tín hiệu (Combiner) được ứng dụng rộng rãi trong nhiều kĩ thuật thông tin như router WiFi dual-band, truyền hình cáp, vệ tinh, hệ thống anten... Đây là một bộ phận không thể thiếu trong các bộ thu phát sóng cao tần.

Luận văn sẽ trình bày về lý thuyết cơ bản của các mạng hai cửa và bốn cửa siêu cao tần, về nguyên tắc hoạt động một bộ cộng tín hiệu khác tần số cũng như phân tích các thành phần của một bộ cộng tín hiệu.

Thiết kế và thi công mạch cộng tín hiệu băng tần Wi-Fi (2.4 Ghz và 5 Ghz) ở hai tần số cụ thể là 2.437 GHz (kênh 6) và 5.32 GHz (kênh 60). Sử dụng kĩ thuật vi dải để thi công với đường truyền có chiều dày lớp điện môi là 0.95 mm, hằng số điện môi 4.6

Thực hiện tính toán các thông số và mô phỏng bằng phần mềm ADS (Advanced Design System) và đo đạc trên máy ZVB8.

MỤC LỤC

Đề mục:	Trang
Trang bìa	i
Nhiệm vụ luận văn	ii
Lời cảm ơn	iii
Tóm tắt luận văn.....	iv
Mục lục	v
CHƯƠNG 1: GIỚI THIỆU	1
1.1 Đường truyền vi dải	1
1.2 Bộ cộng (Combiner)	3
CHƯƠNG 2: SƠ ĐỒ KHỐI VÀ NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG.....	7
2.1 Sơ đồ khối	7
2.2 Nguyên lý hoạt động.....	7
CHƯƠNG 3: MẠCH GHÉP HỖN HỢP (HYBRID) 90^o	9
3.1 Mạng 4 cửa.....	9
3.2 Giới thiệu mạch ghép hỗn hợp (hybrid) 90 ^o	14
3.3 Phân tích mạch ghép hỗn hợp (hybrid) 90 ^o	16
3.4 Ưu khuyết điểm và ứng dụng của mạch	22
3.5 Phân tích đáp ứng của mạch.....	23

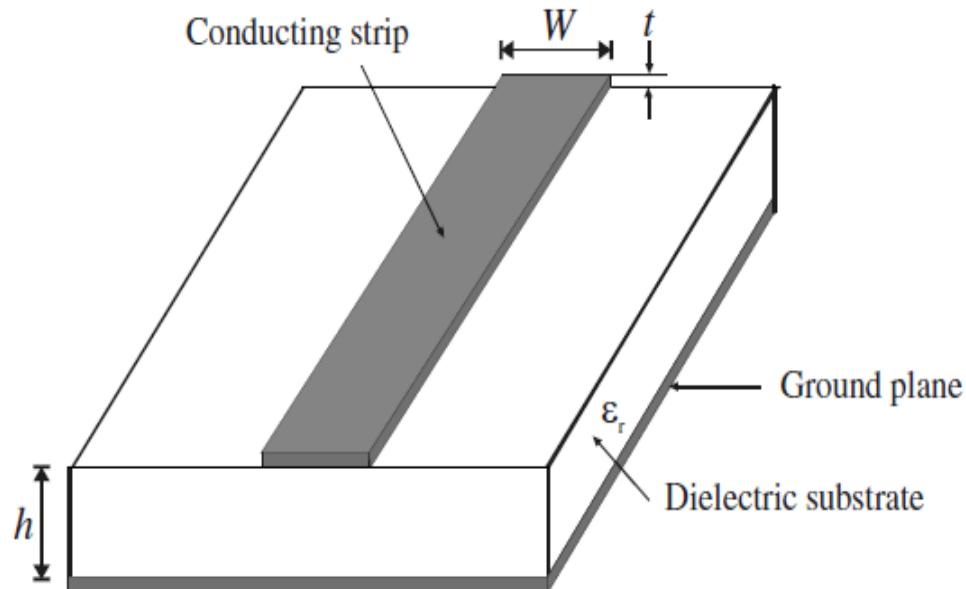
CHƯƠNG 4: THIẾT KẾ MẠCH HYBRID	26
4.1 Thiết kế mạch hybrid1	26
4.2 Giới thiệu phương pháp sử dụng dây chẽm trở kháng bước.....	34
4.3 Thiết kế mạch hybrid2	38
CHƯƠNG 5: THIẾT KẾ MẠCH LỌC	51
5.1 Cở sở lý thuyết mạch lọc	51
5.1.1 Ma trận S của mạch lọc	51
5.1.2 Đáp ứng Chebyshev	53
5.2 Mạch lọc thông dài sử dụng dây chẽm.	58
5.2.1 Đường truyền một phần tư bước sóng	58
5.2.2 Các dây chẽm hở mạch và ngắn mạch	59
5.2.3 Bộ lọc thông dài với dây chẽm ngắn mạch $\lambda_{go}/4$	60
5.2.4 Bộ lọc thông dài với dây chẽm hở mạch $\lambda_{go}/2$	65
5.3 Khảo sát sự ảnh hưởng đến đáp ứng của mạch lọc đối với việc thay đổi kích thước mạch.....	70
CHƯƠNG 6: THIẾT KẾ VÀ THI CÔNG MẠCH CỘNG VI DÀI	75
CHƯƠNG 7: KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN CỦA ĐỀ TÀI....	94
Tài liệu tham khảo	95

CHƯƠNG 1: GIỚI THIỆU

1.1 Đường truyền vi dải:

Đường truyền vi dải là một dạng của đường truyền sóng hai dây dẫn, có cấu trúc ở hình 1.1. Đường truyền gồm một dải dẫn chính và một mặt dẫn được dùng làm mặt phẳng đất.

Chúng được tạo thành bởi quá trình phủ kim loại (metallization) trên 2 bề mặt lớp điện môi có hằng số điện môi ϵ_r ,



Hình 1.1: Cấu trúc microtrip

Lý thuyết đã chứng minh rằng: nếu sự khác biệt giữa ϵ_r và $\epsilon_0=1$ (hằng số điện môi của không khí) là không nhiều và tổn hao trên đường dây dẫn không đáng kể thì ta coi sóng điện từ lan dọc theo đường vi dải là sóng cận-TEM (quasi – TEM).

Các công thức áp dụng gần đúng với chiều dày t của lớp đồng nhỏ:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8 \cdot \exp(A)}{\exp(2A) - 2} & \text{với } A > 1.52 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} & \text{với } A \leq 1.52 \end{cases} \quad (1.1)$$

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right\} \quad (1.2)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.2)$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 10 \frac{h}{W})^{-0.5} \quad (1.3)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (1.4a)$$

$$\lambda_g = \frac{300}{f(GHz) \sqrt{\varepsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (1.4b)$$

Với:

ε_{re} : là hệ số điện môi tương đối hiệu dụng (effective relative permittivity).

h : là chiều dày lớp điện môi.

W : là chiều rộng của dải dẫn.

μ_r : là độ từ thâm của lớp điện môi.

μ_0, ε_0 : là độ từ thâm và hằng số điện môi của không khí.

t : là chiều dày dải dẫn (không đáng kể).

Z_c : là trở kháng của đường truyền vi dải.

λ_g : là bước sóng của đường truyền.

1.2 Bộ công (combiner):

Wi-Fi viết tắt từ **Wireless Fidelity** hay **mạng 802.11** là hệ thống mạng không dây sử dụng sóng vô tuyến, giống như điện thoại di động, truyền hình và radio.

Hệ thống này đã hoạt động ở một số sân bay, quán café, thư viện hoặc khách sạn. Hệ thống cho phép truy cập Internet tại những khu vực có sóng của hệ thống này, hoàn toàn không cần đến cáp nối. Ngoài các điểm kết nối công cộng (hotspots), WiFi có thể được thiết lập ngay tại nhà riêng.

Tên gọi 802.11 bắt nguồn từ viện IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Viện này tạo ra nhiều chuẩn cho nhiều giao thức kỹ thuật khác nhau, và nó sử dụng một hệ thống số nhằm phân loại chúng; 3 chuẩn thông dụng của WiFi hiện nay là 802.11a/b/g.

Wi-Fi truyền và phát tín hiệu ở tần số 2.4 GHz hoặc 5GHz. Tần số này cao hơn so với các tần số sử dụng cho điện thoại di động, các thiết bị cầm tay và truyền hình. Tần số cao hơn cho phép tín hiệu mang theo nhiều dữ liệu hơn.

Các chuẩn Wi-Fi:

-Chuẩn 802.11b là phiên bản đầu tiên trên thị trường. Đây là chuẩn chậm nhất và rẻ tiền nhất, và nó trở nên ít phổ biến hơn so với các chuẩn khác. 802.11b phát tín hiệu ở tần số 2.4 GHz, nó có thể xử lý đến 11 megabit/giây, và nó sử dụng mã CCK (complimentary code keying).

-Chuẩn 802.11g cũng phát ở tần số 2.4 GHz, nhưng nhanh hơn so với chuẩn 802.11b, tốc độ xử lý đạt 54 megabit/giây. Chuẩn 802.11g nhanh hơn vì nó sử dụng mã OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing), một công nghệ mã hóa hiệu quả hơn.

-Chuẩn 802.11a phát ở tần số 5 GHz và có thể đạt đến 54 megabit/ giây. Nó cũng sử dụng mã OFDM. Những chuẩn mới hơn sau này như 802.11n còn nhanh hơn chuẩn 802.11a, nhưng 802.11n vẫn chưa phải là chuẩn cuối cùng.

-Chuẩn 802.11n cũng phát ở tần số 2.4 GHz, nhưng nhanh hơn so với chuẩn 802.11a, tốc độ xử lý đạt 300 megabit/giây.

WiFi có thể hoạt động trên cả ba tần số và có thể nhảy qua lại giữa các tần số khác nhau một cách nhanh chóng. Việc nhảy qua lại giữa các tần số giúp giảm thiểu sự nhiễu sóng và cho phép nhiều thiết bị kết nối không dây cùng một lúc.

Hiện nay router dùng cho wi-fi có nhiều loại tuy nhiên có thể phân làm 2 loại chính sau: băng tần đơn (mono-band) và băng tần ghép (dual-band). Với router hai băng tần (dual-band), bạn có thể đưa những thiết bị draft-n mới hỗ trợ 5 GHz vào tuyến tốc độ cao, trong khi vẫn duy trì mạng chậm hơn ở tần số 2.4 GHz cho các thiết bị cũ.

Theo khuyến cáo của các chuyên gia, bạn nên chọn một router 2 băng tần nếu muốn đạt được hiệu suất tối đa cho việc truyền trực tuyến hay lưu trữ qua mạng hay nếu không muốn tín hiệu Wi-Fi của mình bị nhiễu từ Wi-Fi của nhà hàng xóm.

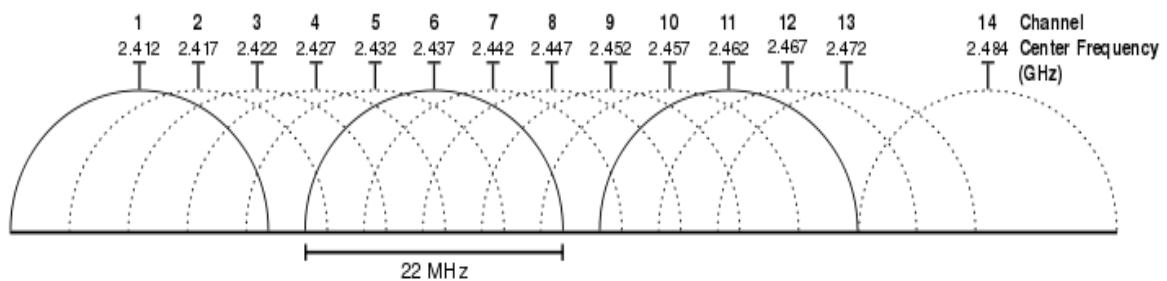
Bộ cộng combiner là một thành phần không thể thiếu trong việc thu phát sóng của router hai băng tần ở trên. Luận văn sẽ trình bày nguyên lý hoạt động, thiết kế và thi công thực hiện cộng kênh thứ 6 của dải tần 2.4 Ghz ở tần số 2.437 Ghz với kênh thứ 60 của dải tần 5 Ghz ở tần số trung tâm 5.32 Ghz.

Các kênh tần số cụ thể như sau:

Frequency Band	Channel ID	FCC (GHz)	ETSI (GHz)	MKK (GHz)	SG (GHz)	ASIA (GHz)	TW (GHz)
Lower Band (36 = default)	34	—	—	5.170 ¹	—	—	—
	36	5.180	5.180	—	5.180	—	—
	38	—	—	5.190	—	—	—
	40	5.200	5.200	—	5.200	—	—
	42	—	—	5.210	—	—	—
	44	5.220	5.220	—	5.220	—	—
	46	—	—	5.230	—	—	—
	48	5.240	5.240	—	5.240	—	—
Middle Band (52 = default)	52	5.260	5.260	—	—	—	5.260
	56	5.280	5.280	—	—	—	5.280
	58	5.300	5.300	—	—	—	5.300
	60	5.320	5.320	—	—	—	5.320
H Band	100	—	5.500	—	—	—	—
	104	—	5.520	—	—	—	—
	108	—	5.540	—	—	—	—
	112	—	5.560	—	—	—	—
	116	—	5.580	—	—	—	—
	120	—	5.600	—	—	—	—
	124	—	5.620	—	—	—	—
	128	—	5.640	—	—	—	—
	132	—	5.660	—	—	—	—
	136	—	5.680	—	—	—	—
	140	—	5.700	—	—	—	—
	149	5.745	—	—	5.745	5.745	5.745
Upper Band (149 = default)	153	5.765	—	—	5.675	5.675	5.675
	157	5.785	—	—	5.785	5.785	5.785
	161	5.805	—	—	5.805	5.805	5.805
ISM Band	165	5.825	—	—	5.825	—	5.825

Note 1: Channel 34 is the default channel for Japan

Hình 1.2: Các kênh Wi-Fi dài tần 5 Ghz



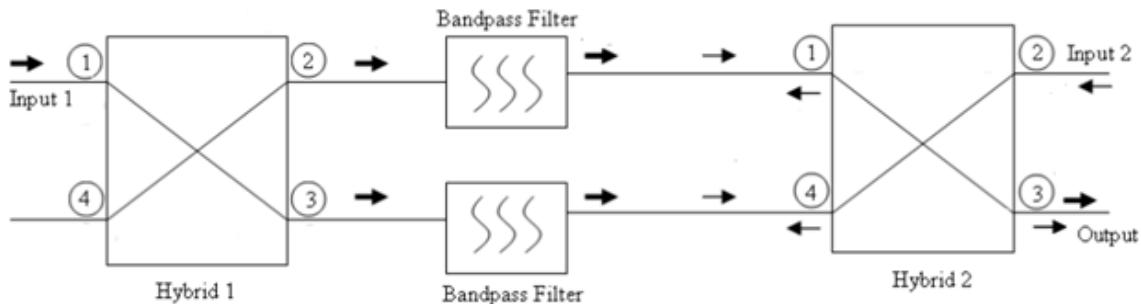
IEEE 802.11g channel to frequency map [1]

Channel	Center Frequency	Channel Width	Overlaps Channels
1	2.412 GHz	2.401 GHz - 2.423 GHz	2,3,4,5
2	2.417 GHz	2.406 GHz - 2.428 GHz	1,3,4,5,6
3	2.422 GHz	2.411 GHz - 2.433 GHz	1,2,4,5,6,7
4	2.427 GHz	2.416 GHz - 2.438 GHz	1,2,3,5,6,7,8
5	2.432 GHz	2.421 GHz - 2.443 GHz	1,2,3,4,6,7,8,9
6	2.437 GHz	2.426 GHz - 2.448 GHz	2,3,4,5,7,8,9,10
7	2.442 GHz	2.431 GHz - 2.453 GHz	3,4,5,6,8,9,10,11
8	2.447 GHz	2.436 GHz - 2.458 GHz	4,5,6,7,9,10,11,12
9	2.452 GHz	2.441 GHz - 2.463 GHz	5,6,7,8,10,11,12,13
10	2.457 GHz	2.446 GHz - 2.468 GHz	6,7,8,9,11,12,13
11	2.462 GHz	2.451 GHz - 2.473 GHz	7,8,9,10,12,13
12	2.467 GHz	2.456 GHz - 2.468 GHz	8,9,10,11,13
13	2.472 GHz	2.461 GHz - 2.483 GHz	9,10,11,12

Hình 1.3: Các kênh Wi-Fi ở dải tần 2.4 GHz

CHƯƠNG 2: SƠ ĐỒ KHỐI VÀ NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG

2.1 Sơ đồ khối:



Hình 2.1

Một bộ combiner bao gồm:

- Mạch hybrid 3db/90⁰ hoạt động ở tần số f₁ (5.32 GHz)
- Hai bộ lọc thông dải có tần số trung tâm là f₁ (5.32 GHz, băng thông 1GHz)
- Mạch hybrid 3db/90⁰ hoạt động ở tần số f₁ và f₂

2.2 Nguyên lý hoạt động:

Vì bộ combiner kết hợp 2 tín hiệu có tần số khác nhau nên tín hiệu này sẽ không ảnh hưởng đến tín hiệu kia. Do đó ta có thể xét riêng từng tín hiệu.

Tín hiệu thứ nhất (5.32 GHz) được đưa vào cửa 1 của mạch hybrid1, sau đó ra ở cửa 2 và 3 (hai tín hiệu này bằng nhau về biên độ và lệch pha 90 độ). Hai tín hiệu đi vào mạch lọc và tiếp tục được truyền tới cửa 1 và 4 của mạch hybrid2. Vì hai bộ lọc là giống nhau nên có cùng đáp ứng pha ở f₁, do đó sau khi qua bộ lọc, hai tín hiệu này vẫn lệch pha 90 độ.

Mạch hybrid thứ 2 có chức năng ngược lại mạch ban đầu, tổng hợp hai tín hiệu, tín hiệu tổng sẽ xuất hiện ở cửa 3 của hybrid2. Tín hiệu tổng này có biên độ bằng với tín hiệu ban đầu, chỉ khác nhau về pha. Như vậy tín hiệu 1 đã được truyền từ cửa Input 1 đến cửa Output.

Tín hiệu thứ hai (2.437 GHz) được đưa vào cửa 2 của hybrid2, sau đó được chia thành hai tín hiệu (lệch pha 90 độ) đi ra ở cửa 1 và 4 của hybrid2 tới hai bộ lọc. Dải thông của hai bộ lọc được thiết kế sao cho tần số f_2 không đi qua, hai tín hiệu này bị phản xạ ngược trở lại tới cửa 1 và 4 của hybrid2 (hai tín hiệu vẫn lệch pha 90 độ).

Lúc này mạch hybrid2 đóng vai trò là bộ cộng tín hiệu, tín hiệu tổng có cùng biên độ với tín hiệu ban đầu xuất hiện ở cửa 3 của hybrid2. Như vậy tín hiệu 2 đã được truyền từ cửa Input 2 đến cửa Output.

CHƯƠNG 3: MẠCH GHÉP HỖN HỢP (HYBRID)

90°

3.1. Mạng 4 cửa (mạch ghép định hướng hoặc hỗn hợp):

Mạch hybrid1 là một mạng 4 cửa:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

Với một mạng 4 cửa thuận nghịch ($S_{kl} = S_{lk}$) và được phoi hợp trở kháng tại các cửa ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$), ma trận tán xạ [S] có dạng sau:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

Nếu mạng 4 cửa là không tổn hao, điều kiện Kronecker (bảo toàn công suất) cho phép ta viết được 10 phương trình số thực, độc lập tuyến tính của các hệ số S_{kl} .

Chẳng hạn, chúng ta xét tích số của liên hiệp phức hàng 1 với hàng 2 và tích số của liên hiệp phức hàng 3 với hàng 4:

$$S_{13}^* \cdot S_{23} + S_{14}^* \cdot S_{24} = 0 \quad (3.1a)$$

$$S_{13}^* \cdot S_{23} + S_{14}^* \cdot S_{24} = 0 \quad (3.1b)$$

Nhân (3.1) với S_{24}^* và (3.2) với S_{13}^* , rồi trừ hai phương trình cho nhau, ta có:

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0 \quad (3.2)$$

Tương tự, tích số của liên hiệp phức hàng 1 với hàng 3 và tích số của liên hiệp phức hàng 4 với hàng 2 :

$$S_{12}^* \cdot S_{23} + S_{14}^* \cdot S_{34} = 0 \quad (3.3a)$$

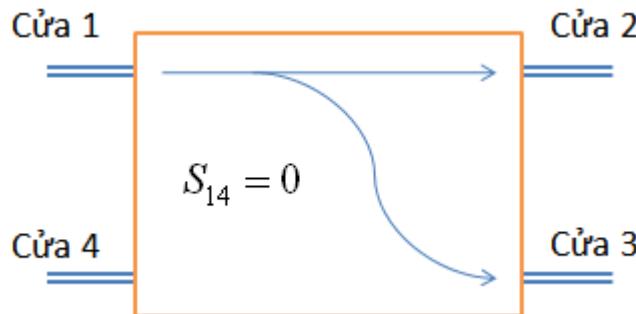
$$S_{14}^* \cdot S_{12} + S_{34}^* \cdot S_{23} = 0 \quad (3.3b)$$

Nhân (3.3a) với S_{12} và (3.3b) với S_{34} , rồi trừ hai phương trình cho nhau, ta có:

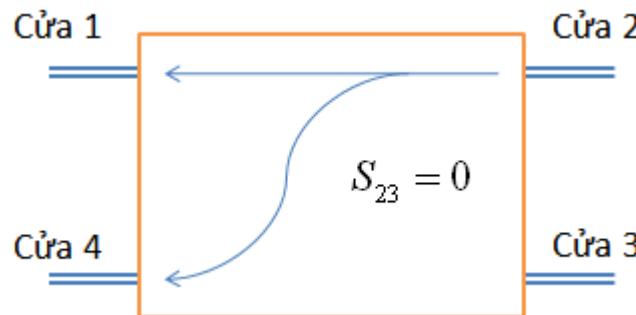
$$S_{23}(|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0 \quad (3.4)$$

Một bộ nghiệm của phương trình (3.2) và (3.4) là :

$$S_{14} = S_{23} = 0 \quad (3.5)$$



Hình 3.1a



Hình 3.1b

Hình 3.1a và 3.1b minh họa mạng 4 cửa thoả mãn (3.5), chúng ta có bộ ghép định hướng (tín hiệu vào cửa 1 và ra tại cửa 2 và cửa 3, không ra tại cửa 4).

Lúc này, điều kiện bảo toàn công suất áp dụng cho mỗi hàng của ma trận [S] cho ta 4 phương trình:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (3.6a)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (3.6b)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (3.6c)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (3.6d)$$

Từ (3.6a) và (3.6b), ta suy ra: $|S_{13}| = |S_{24}|$ (3.7)

Từ (3.6a) và (3.6c), ta suy ra: $|S_{12}| = |S_{34}|$ (3.8)

Bằng cách chọn điểm gốc về pha phù hợp, ta có thể giả thiết rằng:

$$S_{12} = S_{34} = \alpha \quad (3.9a)$$

$$S_{13} = \beta e^{j\theta} \quad (3.9b)$$

$$S_{24} = \beta e^{j\phi} \quad (3.9c)$$

trong đó, α và β là các số thực.

θ và ϕ là góc lệch pha giữa các cửa, cần phải được xác định.

Mặt khác, tích số của liên hiệp phức hàng 2 với hàng 3 của [S] trong điều kiện (3.5) là:

$$S_{12}^* \cdot S_{13} + S_{24}^* \cdot S_{34} = 0 \quad (3.10)$$

Kết hợp giữa (3.9) và (3.10), suy ra:

$$\theta + \phi = \pi \pm 2k\pi \quad (3.11)$$

Nếu bỏ qua phần $2k\pi$, ta có thể chia thành hai trường hợp của mạch ghép định hướng thường gặp:

Ghép định hướng đối xứng: $\theta = \phi = \pi/2$

Trường hợp này, (3.9) cho:

$$S_{12} = S_{34} = \alpha \quad (3.12a)$$

$$S_{13} = \beta e^{j\pi/2} = j\beta \quad (3.12b)$$

$$S_{24} = \beta e^{j\pi/2} = j\beta \quad (3.12c)$$

Mặt khác, từ điều kiện (3.6), ta cũng rút ra: $\beta = \sqrt{1 - \alpha^2}$ (3.13)

Do đó, ma trận [S] của mạch ghép định hướng đối xứng là:

$$\Rightarrow [S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\sqrt{1-\alpha^2} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\sqrt{1-\alpha^2} \\ j\sqrt{1-\alpha^2} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\sqrt{1-\alpha^2} & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

Ghép định hướng phản đối xứng: $\theta = 0; \phi = \pi$

Trường hợp này, (3.9) cho:

$$S_{12} = S_{34} = \alpha \quad (3.14a)$$

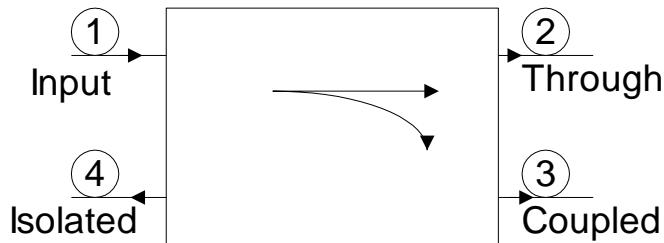
$$S_{13} = \beta \quad (3.14b)$$

$$S_{24} = \beta e^{j\pi} = -\beta \quad (3.14c)$$

Kết hợp với (3.13).ta có thể viết ma trận [S] như sau:

$$\Rightarrow [S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \sqrt{1-\alpha^2} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\sqrt{1-\alpha^2} \\ \sqrt{1-\alpha^2} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\sqrt{1-\alpha^2} & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

Trong cả hai trường hợp ghép định hướng trên, so với mô hình mạch ghép ở hình 3.1a, ta nhận thấy công suất đưa vào cửa 1 được ghép sang cửa 2 với hệ số ghép $|S_{12}|^2 = \alpha^2$ và được ghép sang cửa 3 với hệ số ghép $|S_{13}|^2 = \beta^2 = 1 - \alpha^2$. Cửa 4 hoàn toàn cách ly với cửa 1 ($S_{14} = 0$).



$$\text{Coupling} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \quad dB$$

$$\text{Directivity} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = -20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \quad dB$$

$$I = D + C \quad dB$$

$$\text{Isolation} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \quad dB$$

Mạch ghép hỗn hợp (hybrid) là trường hợp riêng của mạch ghép định hướng với điều kiện hệ số ghép là $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$ (ghép 3dB). Có hai dạng mạch ghép hỗn hợp:

- Mạch ghép hỗn hợp 90° : Tạo lệch pha tín hiệu 90° giữa cửa 2 và cửa 3 khi đưa tín hiệu vào tại cửa 1 ($\theta = \phi = \pi/2$). Đây là trường hợp mạch ghép định hướng đối xứng 3dB, có ma trận $[S]$ như sau:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

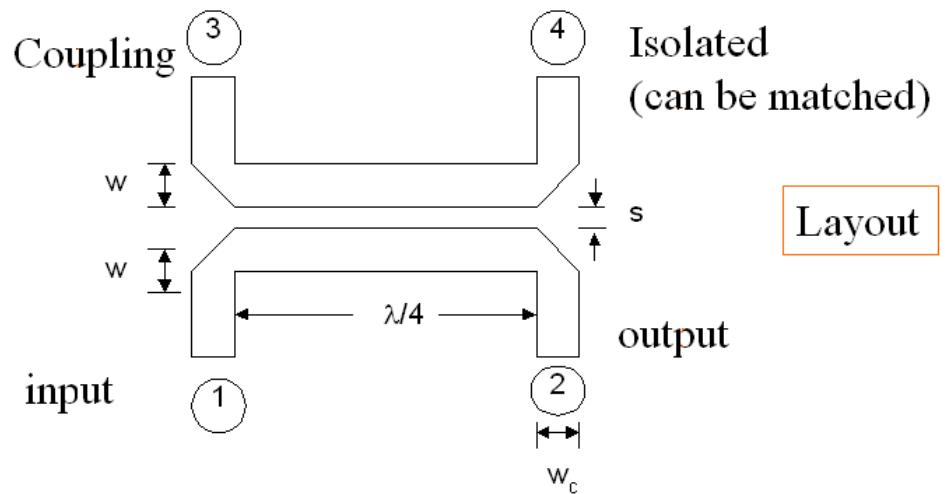
- Mạch ghép hỗn hợp 180° (còn gọi là mạch ghép T-magic hoặc rat-race).

Tạo lệch pha tín hiệu 180° giữa cửa 2 và cửa 3 khi đưa tín hiệu vào cửa 4 và không tạo lệch pha tín hiệu khi đưa tín hiệu vào cửa 1 ($\theta = 0$; $\phi = \pi$). Đây là trường hợp mạch ghép định hướng phản đối xứng 3dB, có ma trận [S] như sau:

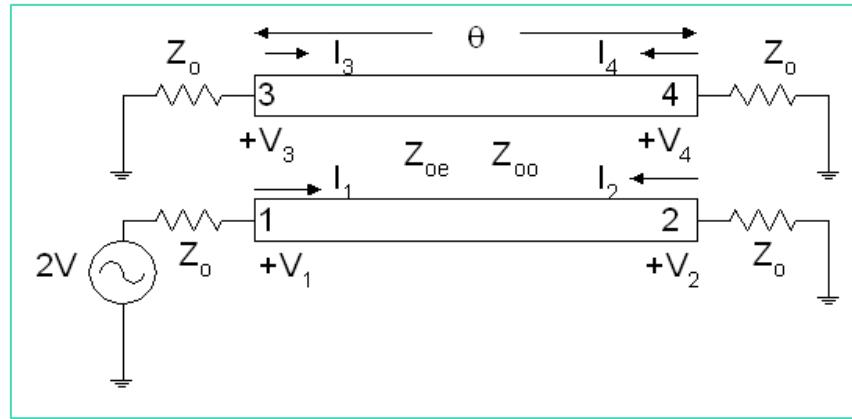
$$\Rightarrow [S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

3.2 Mạch ghép hỗn hợp (hybrid) 90° :

Có nhiều dạng mạch hybrid như đường truyền ghép định hướng hay mạch ghép Lange cũng là một dạng của mạch ghép hỗn hợp 90° , trong đó tín hiệu ra tại cửa 2 và cửa 3 luôn vuông pa với nhau.

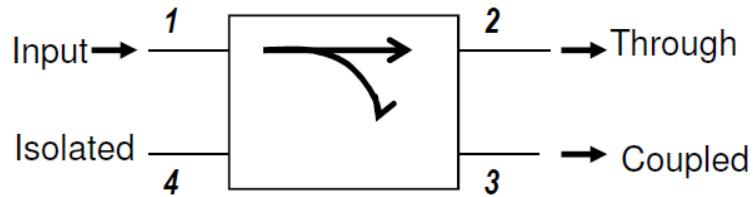


Hình 3.2a

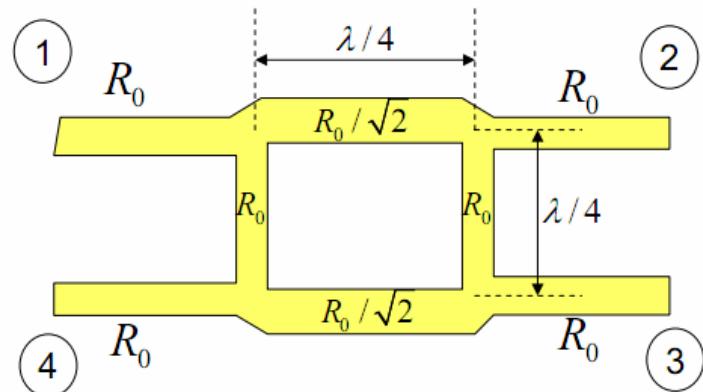


Hình 3.2b

Tuy nhiên, hai cấu trúc này ít khi được sử dụng khi có yêu cầu hệ số ghép 3dB (chia đôi công suất tín hiệu vào cửa 1) vì khó thực hiện trong thực tế. Mạch ghép hỗn hợp 90° (quadrature hybrid) là một mạch ghép định hướng 3dB có cửa 1 là cửa vào (input), các tín hiệu ra tại cửa 2 là cửa xuyên (through) và tại cửa 3 là cửa ghép (coupled) là luôn luôn bằng nhau về biên độ và vuông pha với nhau. Không có tín hiệu ra tại cửa 4 là cửa cách ly (isolated).



Cấu trúc mạch ghép thường dùng được vẽ ở hình sau:



Hình 3.3

Ma trận tản xạ [S] của một mạch ghép hỗn hợp 90° có dạng sau:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

Các hệ số S_{ij} thể hiện sự phối hợp trở kháng tại mọi cửa, sự vuông pha của hai tín hiệu ra tại cửa 2 và cửa 3 và sự cách ly của cửa 4 so với cửa vào 1.

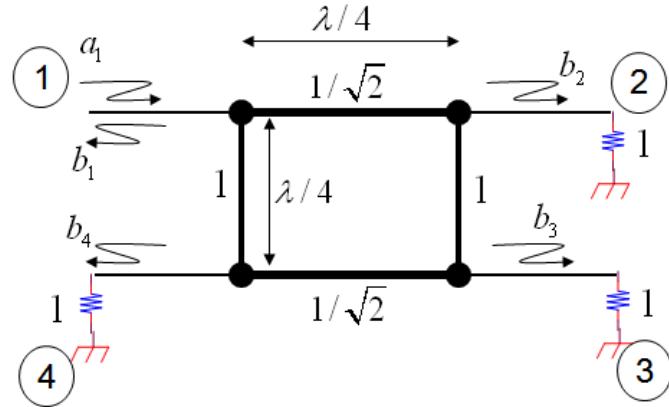
Đặc điểm của mạch ghép hỗn hợp 90° là cấu trúc hoàn toàn đối xứng giữa các cửa với nhau, bất kỳ cửa nào cũng có thể được sử dụng như cửa tín hiệu vào, còn cửa xuyên và cửa ghép luôn luôn ở một phía của mạch, cửa cách ly luôn luôn ở dung phía với cửa vào. Các dòng của ma trận [S] chính là sự hoán vị các cột của dòng đầu tiên. Đây là tính chất rất quan trọng để ta chọn mạch làm thành phần của bộ cộng.

Chú ý rằng ma trận [S] ko mâu thuẫn với phần lý thuyết ở trên (các hệ số âm) khi đề cập đến phần lý thuyết tổng quát của mạch 4 cửa, vì thực chất chúng chỉ khác nhau do ta chọn điểm gốc pha của tín hiệu tại cửa vào là khác nhau.

3.3 Phân tích mạch ghép hỗn hợp (hybrid) 90° :

Ma trận [S] ở trên có thể được kiểm chứng bằng cách phân tích thành mode chẵn và mode lẻ của tín hiệu đặt vào mạch ghép hỗn hợp (hybrid) 90° . Thật vậy, giả sử ta đặt tín hiệu vào cửa 1, tại cửa 2, 3 và 4 là các điện trở chuẩn phối hợp trở kháng R_o .

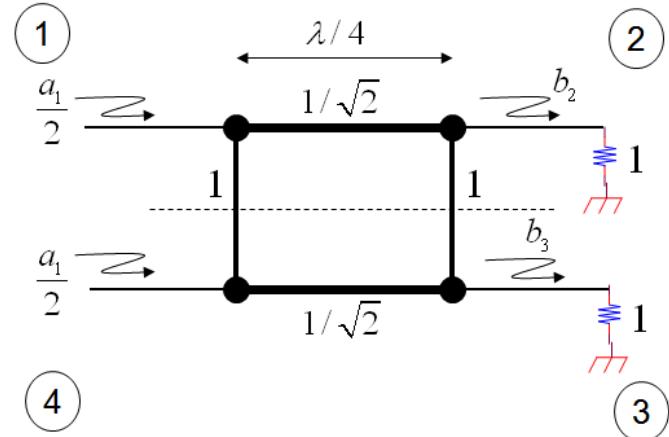
Ta có thể vẽ lại cấu trúc mạch sau khi đã chuẩn hoá các điện trở tải theo R_o . Tín hiệu vào tại cửa 1 là a_1 trong khi tín hiệu ra tại các cửa lần lượt là b_1, b_2, b_3 và b_4 như hình sau:



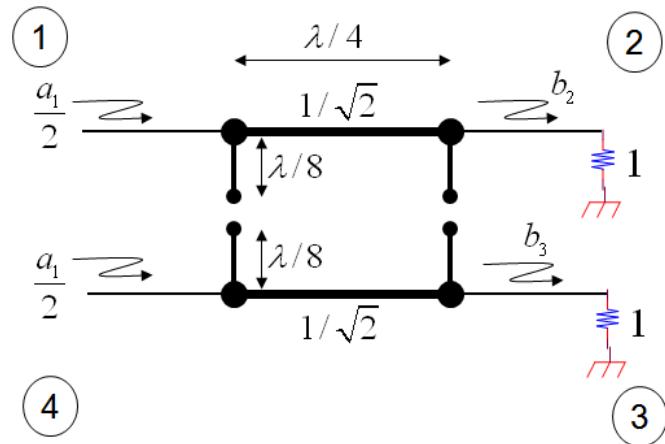
Hình 3.4

Chúng ta sẽ lần lượt phân tích tín hiệu ở hình 3.4 thành mode chẵn và mode lẻ.

Hệ thống mode chẵn:

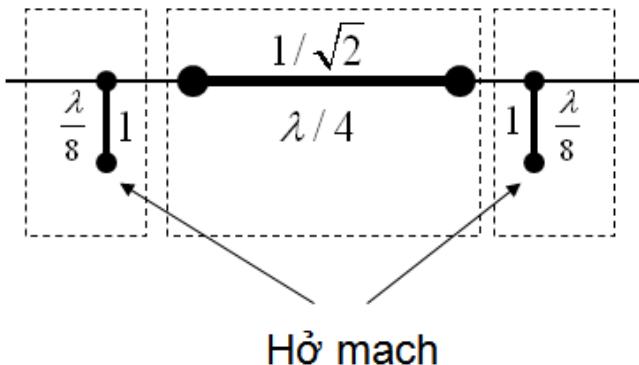


Hình 3.5a



Hình 3.5b

Với mode chẵn, ta coi rằng có hai tín hiệu đồng pha $+a_1/2$ cùng đặt vào cửa 1 và cửa 4. Do tính chất đối xứng của cấu trúc, có thể coi như có một mặt phân cách đối xứng (đường chấm chấm ở hình 3.5a), mà tại đó, dòng điện triệt tiêu tương đương điểm hở mạch. Kết quả, ta có thể tách mạch ghép hỗn hợp 90° ở mode chẵn thành hai phần riêng biệt chứa các stub $\lambda/8$ đầu cuối hở mạch, như trình bày ở hình 3.5b



Hình 3.6

Xét riêng từng đoạn, ta coi như mạch điện ở mỗi phần gồm 3 mạng 2 cửa ghép liên tiếp nhau (hình 3.6). Hai mạng đầu và cuối là của stub $\lambda/8$ đầu cuối hở mạch, có ma trận $[ABCD]_{\text{stub}}$ là:

$$[ABCD]_{\text{stub}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Tương tự, mạng 2 cửa ở giữa là một đường truyền sóng đơn chiều dài $\lambda/4$, điện trở đặc tính (đã chuẩn hoá) $1/\sqrt{2}$, có ma trận $[ABCD]_{\text{line}}$ là:

$$[ABCD]_{\text{line}} = \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Kết quả, ma trận $[ABCD]_e$ của mode chẵn được suy ra từ việc ghép liên tiếp 3 mạng 2 cửa (như ở hình 3.6):

$$\begin{aligned} [ABCD]_{\text{line}} &= [ABCD]_{\text{stub}} [ABCD]_{\text{line}} [ABCD]_{\text{stub}} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Dùng công thức chuyển đổi từ $[ABCD]$ sang $[S]$, với các đại lượng đã chuẩn hoá theo R_o , ta tính được:

Hệ số phản xạ tại cửa 1 cho mode chẵn:

$$\Gamma_e = S_{11e} = \frac{A_e + B_e - C_e + D_e}{A_e + B_e + C_e + D_e} = \frac{(-1+j-j+1)/\sqrt{2}}{(-1+j+j-1)/\sqrt{2}} = 0 \quad (3.18a)$$

Hệ số truyền từ cửa 1 sang cửa 2 cho mode chẵn:

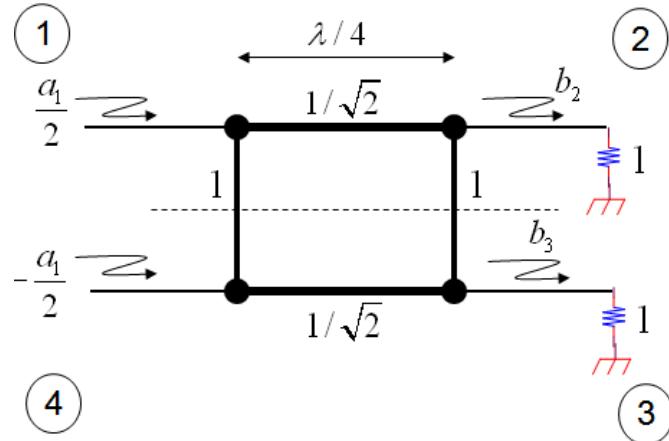
$$T_e = S_{21} = \frac{2}{A_e + B_e + C_e + D_e} = \frac{2}{(-1+j+j-1)/\sqrt{2}} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(1+j) \quad (3.18b)$$

Hệ thống mode lẻ:

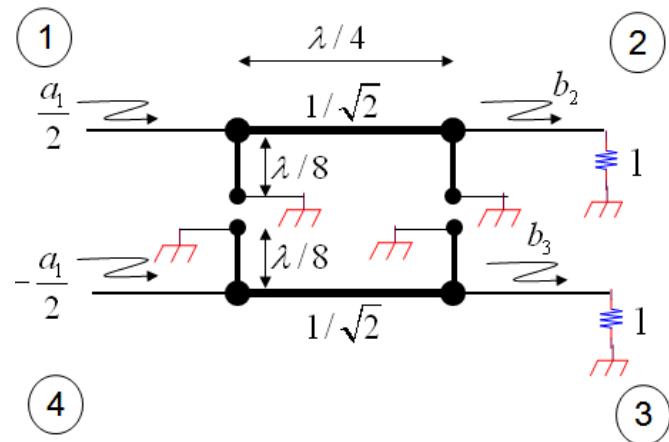
Với mode lẻ, ta xem rằng có hai tín hiệu ngược pha $+a_1/2$ và $-a_1/2$ lần lượt đặt vào cửa 1 và cửa 4.

Lúc này, ta coi như hai phần của mạch ghép hỗn hợp 90° phân cách nhau bởi một mặt phản đối xứng, tại đó điện thế tín hiệu là triệt tiêu (nối đất về điện thế), như được trình bày ở hình 3.7a.

Ta có thể tách mạch ghép hỗn hợp 90° ở mode lẻ thành hai phần riêng biệt chứa các stub $\lambda/8$ đầu cuối nối đất, như được vẽ ở hình 3.7b.

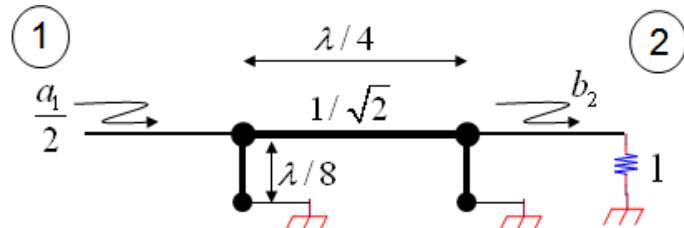


Hình 3.7a



Hình 3.7b

Phân tích mỗi phần thành ba mạng hai cửa ghép liên tiếp nhau.



Hình 3.8

Hoàn toàn tương tự như đối với mode chẵn, ta tính được $[ABCD]_o$ có dạng:

$$[ABCD]_o = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Tương tự, ta cũng suy ra:

Hệ số phản xạ tại cửa 1 cho mode lẻ:

$$\Gamma_o = S_{11} = 0 \quad (3.20a)$$

Hệ số truyền đạt từ cửa 1 sang cửa 2 cho mode lẻ:

$$T_o = S_{21o} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - j) \quad (3.20b)$$

Vậy, sóng ra tại các cửa là tổng của sóng ra mode chẵn và mode lẻ, ta thu được:

$$b_1 = \Gamma_e \frac{a_1}{2} + \Gamma_o \frac{a_1}{2} = 0 \quad (3.21a)$$

$$b_2 = T_e \frac{a_1}{2} + T_o \frac{a_1}{2} = -\frac{j}{\sqrt{2}} a_1 \quad (3.21b)$$

$$b_3 = T_e \frac{a_1}{2} - T_o \frac{a_1}{2} = -\frac{1}{\sqrt{2}} a_1 \quad (3.21c)$$

$$b_4 = \Gamma_e \frac{a_1}{2} - \Gamma_o \frac{a_1}{2} = 0 \quad (3.21d)$$

Các biểu thức (3.21) cho phép a suy ra ma trận $[S]$ của mạch ghép hỗn hợp 90°

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

3.4 Ưu khuyết điểm của mạch:

➤ **Ưu điểm:**

- Thực hiện việc chia đôi công suất vào cửa 1 tốt.
- Có khối lượng và bề dày mỏng.
- Dễ dàng sản xuất hàng loạt.

➤ **Khuyết điểm:**

- Kích thước còn lớn nếu ở tần số cao, nên khó tích hợp vào những thiết bị yêu cầu kích thước nhỏ gọn.
- Tính chịu nhiệt độ không cao.
- Không thể làm việc được ở mức công suất cao.
- Băng thông khá hẹp.

Ứng dụng thực tế:

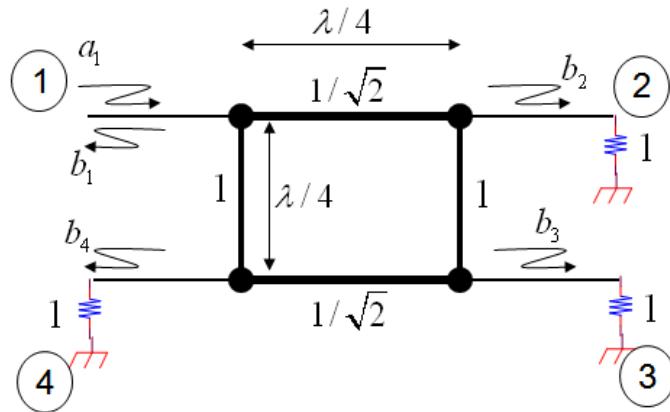
- Được sử dụng trong cả những ứng dụng thương mại và quân đội.
- Công dụng cơ bản của mạch là chia công suất từ đầu vào đến 2 ngõ ra.
- Sử dụng trong những thiết kế cần dịch pha như điều chế tín hiệu.
- Có thể sử dụng trên băng tần C, chia công suất cũng như bộ ghép công suất.

3.5 Phân tích đáp ứng của mạch:

Xét mạch ghép hỗn hợp 90° có ma trận tán xạ [S] như sau:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

Xét tín hiệu đặt vào cửa 1 là a_1 trong khi tín hiệu ra tại các cửa lần lượt là b_1, b_2, b_3 và b_4 . Giả sử $a_1 = V$. Ta cần tính b_1, b_2, b_3 và b_4



Hình 3.9

Ta có quan hệ $[a] = [S].[b]$

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 = 0 \quad (3.22a)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 = -j \frac{V}{\sqrt{2}} \quad (3.22b)$$

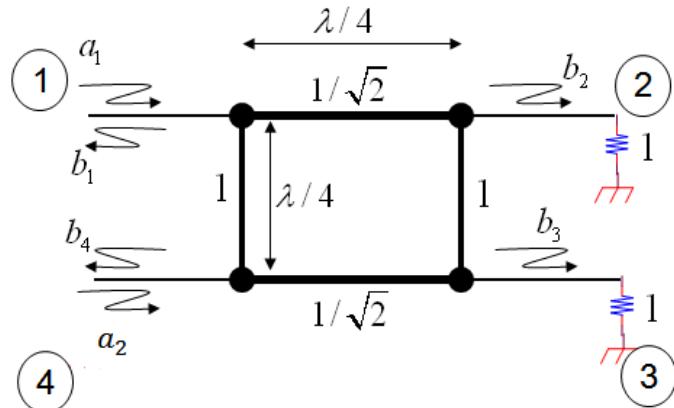
$$b_3 = S_{31} \cdot a_1 = -\frac{V}{\sqrt{2}} \quad (3.22c)$$

$$b_4 = S_{41} \cdot a_1 = 0 \quad (3.22d)$$

Khi đưa tín hiệu vào cửa 1, tín hiệu ra tại cửa 2 và cửa 3 có biên độ bằng nhau và lệch pha 90° (cửa 2 là -90° và cửa 3 là -180° , cửa 1 là 0°).

Gọi J là hiệu số pha giữa cửa 2 và cửa 3, $J = +90^\circ$.

Xét tín hiệu đặt vào cửa 1 và cửa 2 là a_1 và a_2 trong khi tín hiệu ra tại các cửa lần lượt là b_1, b_2, b_3 và b_4 . Giả sử $a_1 = -j \frac{V}{\sqrt{2}}$, $a_2 = -\frac{V}{\sqrt{2}}$. Ta cần tính b_1, b_2, b_3 và b_4 .



Hình 3.10

Ta có: $[a] = [S].[b]$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = 0 \quad (3.23a)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = 0 \quad (3.23b)$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 = jV \quad (3.23c)$$

$$b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 = 0 \quad (3.23d)$$

Khi đưa hai tín hiệu lệch pha 90° vào cửa 1 và cửa 4, tín hiệu tổng sẽ đi ra ở cửa cùng phía với cửa vô có pha chậm hơn (tín hiệu ra ở cửa 3 vì tín hiệu vào cửa 4 có pha chậm hơn).

Nếu mạch hybrid có ma trận $[S]$:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & -1 & 0 \\ j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & j \\ 0 & -1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

Khi đưa tín hiệu vô cửa 1 thì tín hiệu ra tại cửa 2 và 3 sẽ lệch pha nhau -90° ($J = -90^\circ$).

$$a_1 = V$$

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 = 0 \quad (3.24a)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 = j \frac{V}{\sqrt{2}} \quad (3.24b)$$

$$b_3 = S_{31} \cdot a_1 = -\frac{V}{\sqrt{2}} \quad (3.24c)$$

$$b_4 = S_{41} \cdot a_1 = 0 \quad (3.24d)$$

Khi đó, nếu đưa hai tín hiệu cùng biên độ, lệch pha 90° vô cửa 1 và cửa 4 thì tín hiệu tổng sẽ ra tại cửa 2.

$$a_1 = -j \frac{V}{\sqrt{2}}, a_2 = -\frac{V}{\sqrt{2}}$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = 0 \quad (3.25a)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = V \quad (3.25b)$$

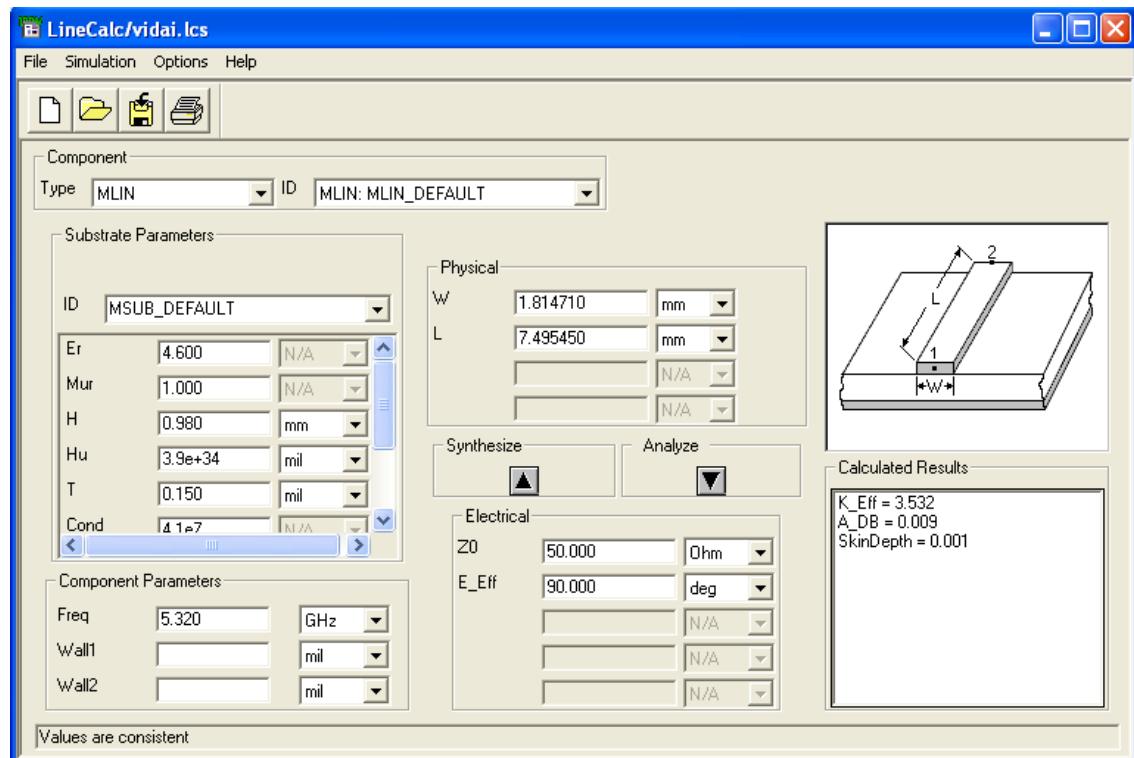
$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 = 0 \quad (3.25c)$$

$$b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 = 0 \quad (3.25d)$$

CHƯƠNG 4 : THIẾT KẾ MẠCH HYBRID

4.1 Thiết kế mạch hybrid1:

Để thiết kế mạch hybrid 90° , ta sử dụng chương trình ADS (Advanced Design System). Dùng LineCalc để tính toán kích thước đường truyền



Hình 4.1

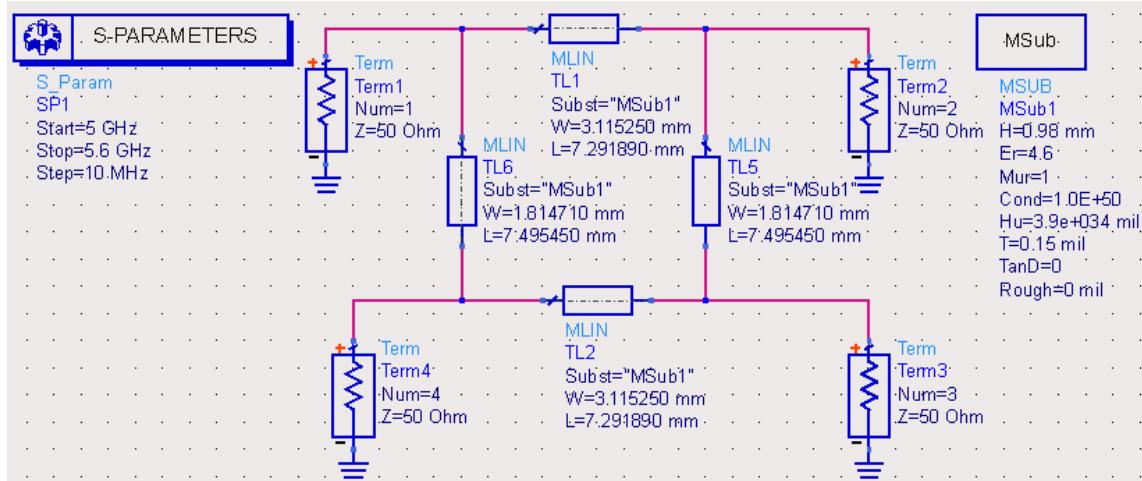
Như vậy ở tần số 5.32 GHz, nhánh 50Ω , dài $\theta = 90^\circ (\lambda/4)$ có kích thước:

$$w = 1.82 \text{ mm}, \quad l = 7.5 \text{ mm}.$$

Nhánh $\frac{50}{\sqrt{2}} = 35.35 \Omega$, dài $\theta = 90^\circ (\lambda/4)$ có kích thước:

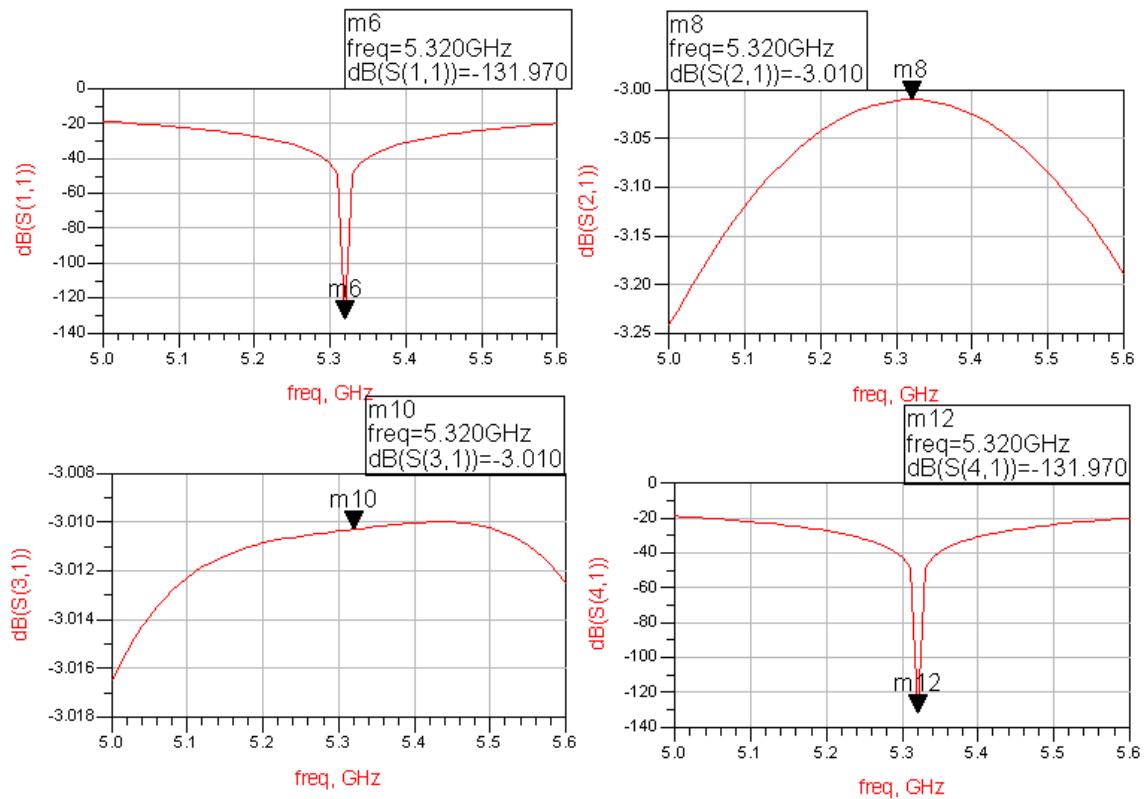
$$w = 3.12 \text{ mm}, \quad l = 7.29 \text{ mm}.$$

Sơ đồ mô phỏng :

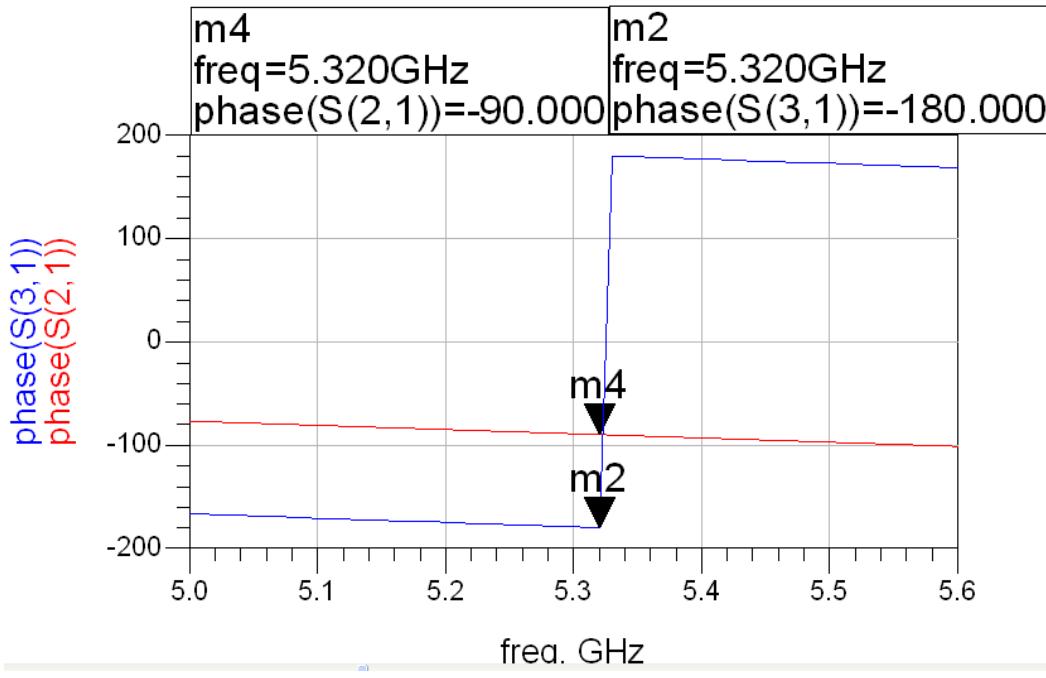


Hình 4.2

Kết quả mô phỏng:



Hình 4.3a



Hình 4.3b

Nhận xét:

- Tại tần số trung tâm:

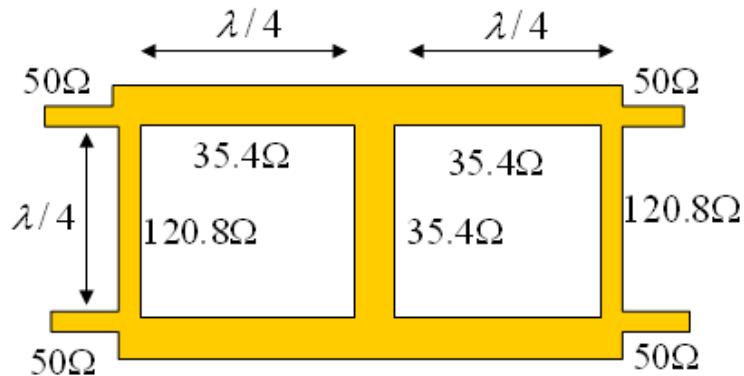
$$S_{11} = -132 \text{ dB}, S_{21} = -3 \text{ dB}, S_{31} = -3 \text{ dB}, S_{41} = -133 \text{ dB}$$

- Nếu chọn S_{11} và S_{41} từ -30 dB trở xuống thì băng thông của mạch từ 5.24 GHz đến 5.4 GHz (khoảng 160 MHz), chiếm 3% tần số trung tâm.

Mở rộng băng thông:

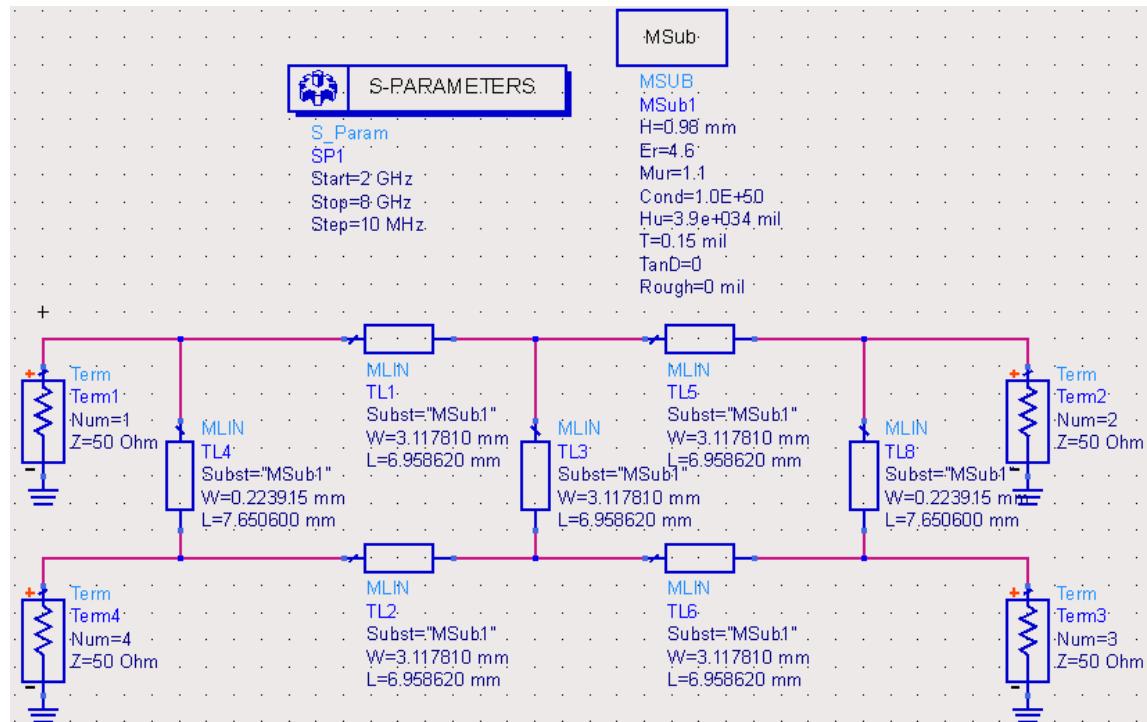
Mạch hybrid1 có thể được thiết kế theo dạng mạch ghép hỗn hợp (hybrid) 90° như trên. Tuy nhiên do điều kiện ràng buộc về chiều dài $\lambda/4$ của mỗi nhánh nên mạch có nhược điểm là băng thông hẹp.

Để mở rộng băng thông của mạch, chúng ta có thể sử dụng mô hình mạch ghép hỗn hợp nhiều đoạn. Hình sau giới thiệu một mạch ghép hỗn hợp 90° gồm 2 đoạn (3 nhánh) có điện trở chuẩn $R_o = 50 \Omega$.

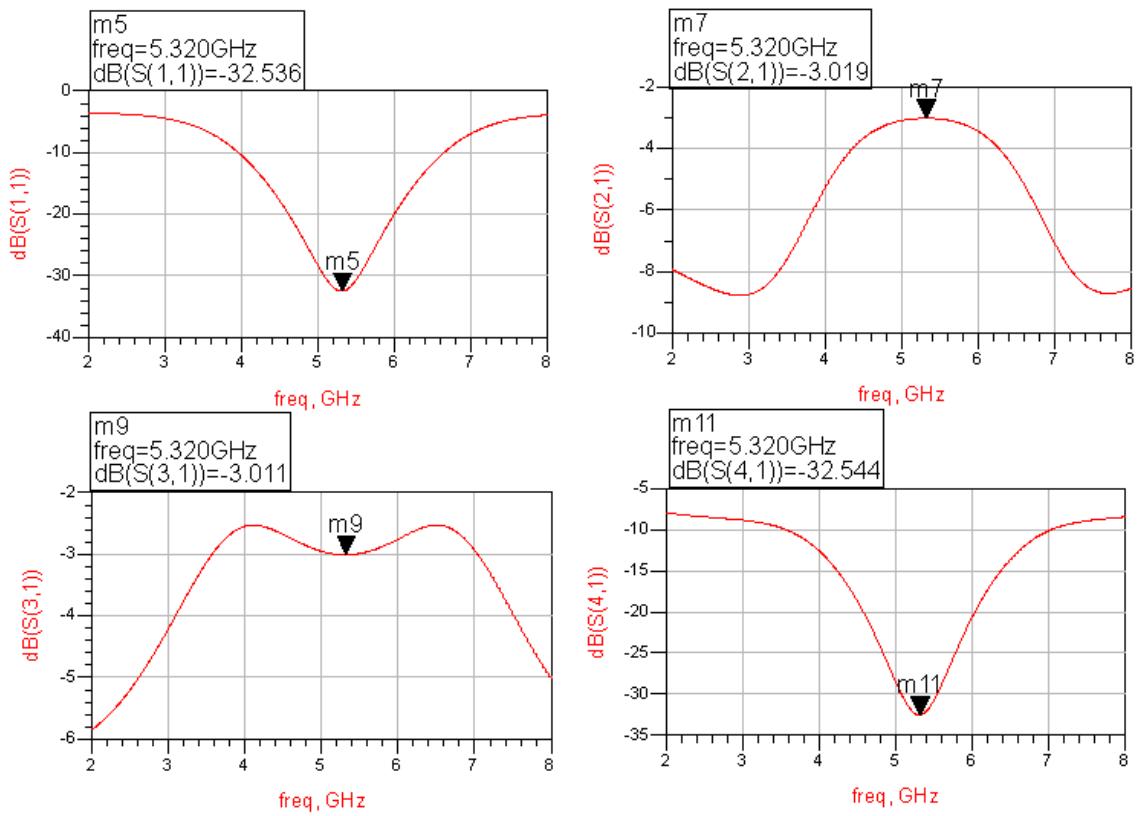


Hình 4.4

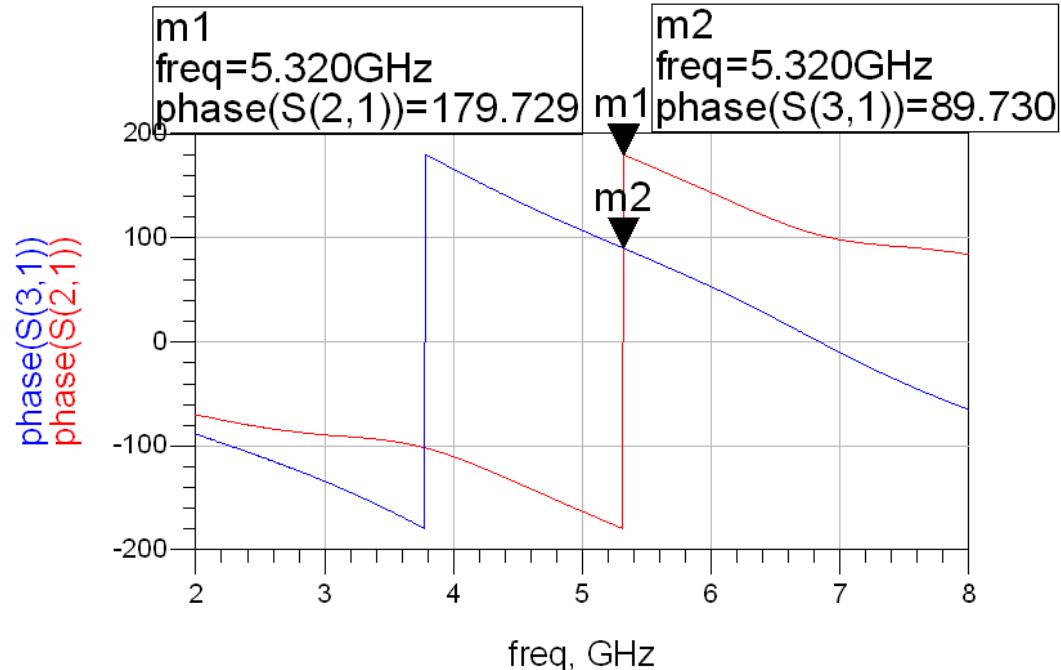
Sơ đồ mạch và kết quả mô phỏng :



Hình 4.5



Hình 4.6a

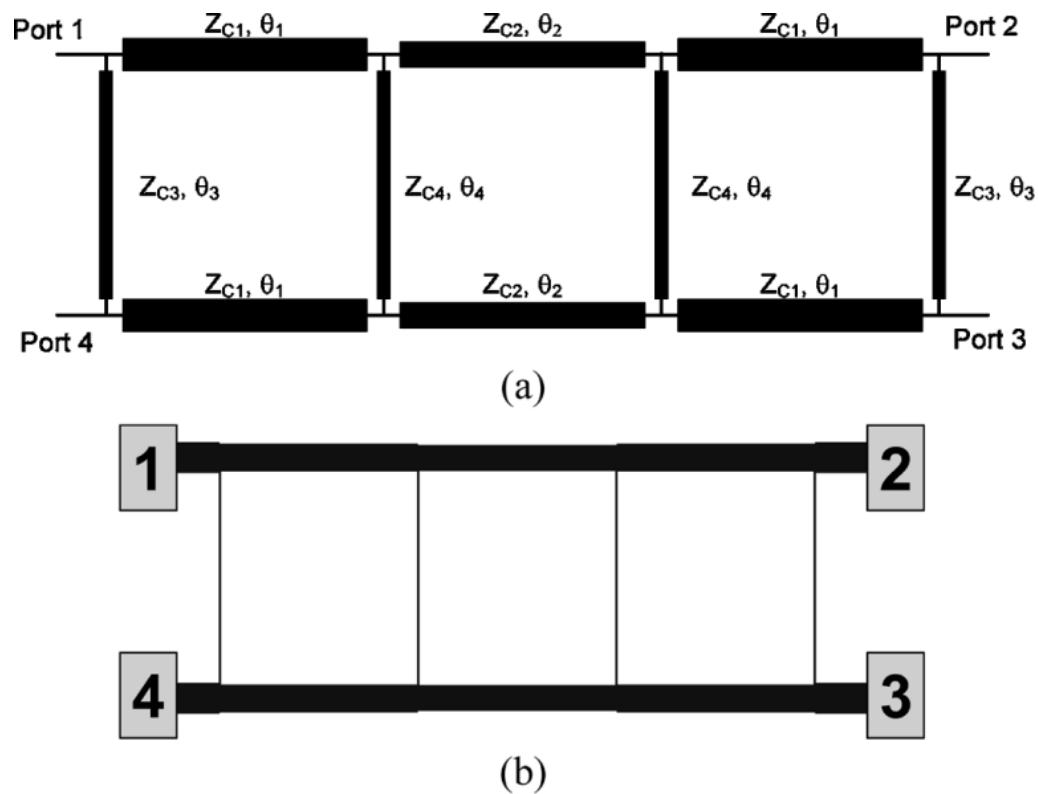


Hình 4.6b

Nhận xét:

- Băng thông của mạch từ 5.09 GHz đến 5.55 GHz (khoảng 460 MHz), chiếm 8.65% tần số trung tâm.

Để tăng thêm băng thông, ta có thể ghép thêm nhiều đoạn như hình 4.7



Hình 4.7

Với

$$Z_{C1} = 54 \Omega$$

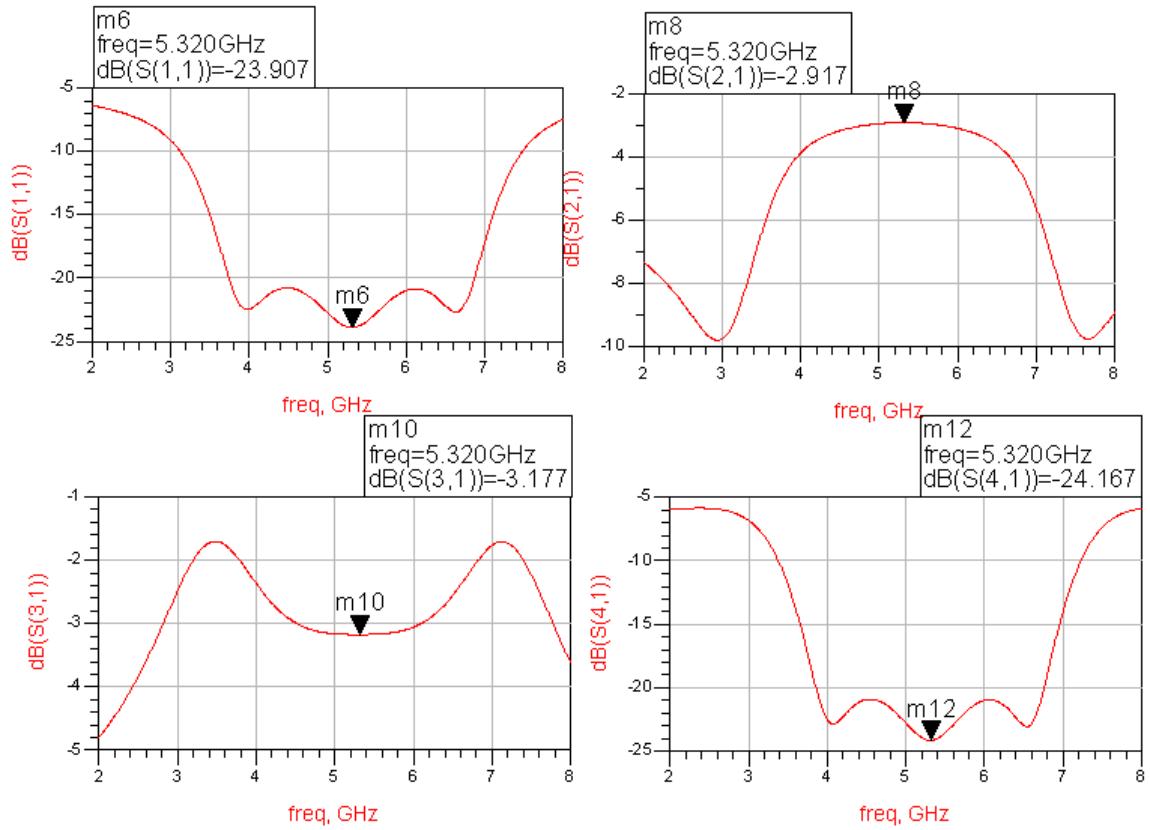
$$Z_{C2} = 58.3 \Omega$$

$$Z_{C3} = 143 \Omega$$

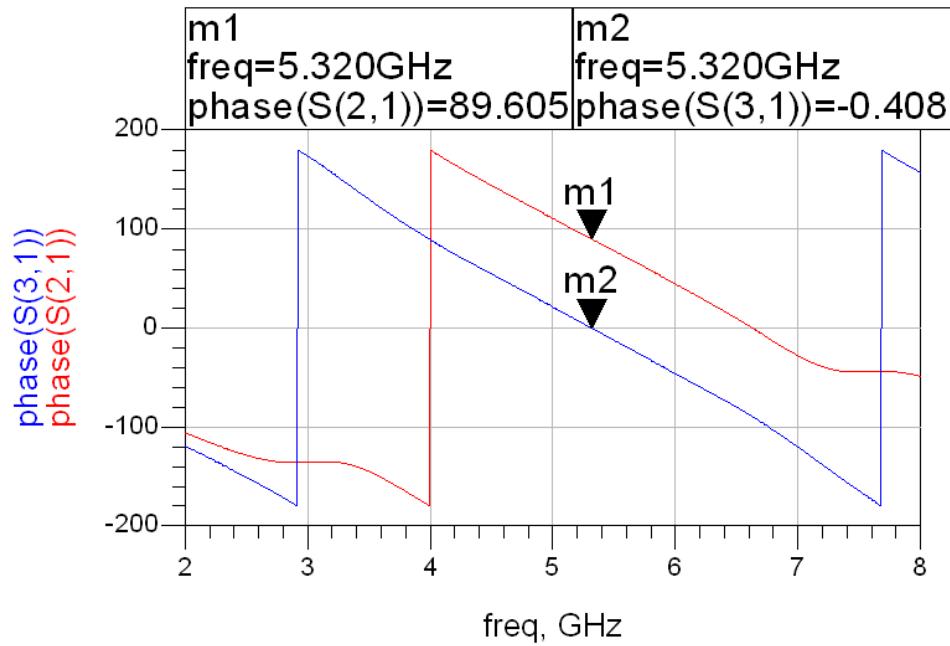
$$Z_{C4} = 143 \Omega$$

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \theta_4 = 90^\circ$$

Kết quả:



Hình 4.8a



Hình 4.8b

Nhận xét:

Băng thông của mạch khá lớn, nằm trong khoảng từ 4.39 GHz đến 6.22 GHz (khoảng 1.83 GHz), chiếm 34.4%.

Bằng cách ghép nhiều đoạn, ta có thể tăng băng thông của mạch. Tuy nhiên, sẽ có những khuyết điểm sau:

- Kích thước mạch sẽ khá lớn.
- Diện tích đường đồng lớn gây hao đáng kể cho tín hiệu.

4.2 Giới thiệu phương pháp sử dụng dây chẽm trở kháng bước:

Mạch hybrid2 là mạch có tính chất tương tự như mạch hybrid1 nhưng có thể hoạt động được ở hai tần số. Giải pháp đầu tiên là tăng băng thông của mạch. Tuy nhiên, nếu hai tần số cần thiết kế cách nhau quá xa (trong trường hợp này là 2.437 GHz và 5.32 GHz) thì điều này không thể thực hiện được vì:

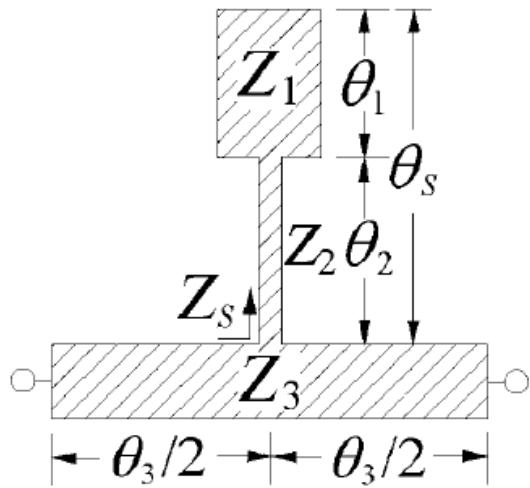
- Kích thước mạch quá lớn, không phù hợp.
- Tín hiệu bị suy hao rất nhiều do mạch lớn.
- Tính toán rất phức tạp.

Chính vì thế, ta cần tìm một dạng mạch khác có thể cho đáp ứng phù hợp ở hai tần số khác nhau. Qua quá trình tìm hiểu, dạng mạch thích hợp là mạch coupler băng tần kép sử dụng dây chẽm trở kháng bước (Dual-Band Branch-Line Coupler With Stepped-Impedance-Stub Lines).

Phương pháp sử dụng dây chẽm trở kháng bước cho ta thiết kế mạch băng tần kép một cách linh hoạt, kích thước mạch nhỏ gọn. Mạch coupler 3dB/90° cho ta sự lệch pha 90° và chia đôi công suất ở ngõ ra được sử dụng rất nhiều trong lĩnh vực siêu cao tần. Dạng mạch truyền thông (hybrid1) chỉ hoạt động được ở một tần số.

Trong các hệ thống thông tin liên lạc hiện đại, ta cần hoạt động ở băng tần kép, băng thông rộng. Để thực hiện điều này, các nhánh $\lambda/4$ cần được thiết kế lại.

Hình 4.9 giới thiệu một đường truyền có dây chẽm trở kháng bước bao gồm đường truyền tín hiệu (Z_3, θ_3) , tại trung tâm là dây chẽm (Z_2, θ_2) , và (Z, θ_1) .



Hình 4.9

Đường truyền dây chèm này sẽ tương đương với nhánh dây có chiều dài $\lambda/4$. Hình 4.9 thể hiện Z_s là trở kháng vào nhìn từ phần (Z_2, θ_2) và được tính:

$$Z_s = jZ_2 \frac{Z_2 \tan \theta_2 - Z_1 \cot \theta_1}{Z_2 + Z_1 \tan \theta_2 \cot \theta_1} \quad (4.1)$$

Ma trận $[ABCD]$ của đường truyền có dây chèm được tính bằng cách nhân ba ma trận $[ABCD]$ của từng phần ghép nối tiếp như trong hình 4.9

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_3/2 & jZ_3 \sin \theta_3/2 \\ j\frac{1}{Z_3} \sin \theta_3/2 & \cos \theta_3/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_s & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_3/2 & jZ_3 \sin \theta_3/2 \\ j\frac{1}{Z_3} \sin \theta_3/2 & \cos \theta_3/2 \end{bmatrix}$$

Gọi hai tần số hoạt động là ω_f và ω_s . Ma trận $[ABCD]$ của mạch là:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{90^\circ} = \begin{bmatrix} 0 & \pm j \\ \pm j & 0 \end{bmatrix}_{\omega_f, \omega_s} \quad (4.3)$$

Với J là dãy nạp đặc tính của đường truyền 90° .

Cân bằng mà trận $[ABCD]$ ở 4.2 và 4.3. Ta được kết quả :

$$\theta_3 \tan \theta_3 = \frac{2Z_2(Z_1 \cot \theta_1 - Z_2 \tan \theta_2)}{Z_2 + Z_1 \cot \theta_1 \tan \theta_2} \quad (4.4a)$$

$$Z_3 \tan(r_f \theta_3) = \frac{2Z_2[Z_1 \cot(r_f \theta_1) - Z_2 \tan(r_f \theta_2)]}{Z_2 + Z_1 \cot(r_f \theta_1) \tan(r_f \theta_2)} \quad (4.4b)$$

$$Z_3 \sin \theta_3 - \frac{Z_3^2 \sin^2(\theta_3/2)(Z_2 + Z_1 \cot \theta_1 \tan \theta_2)}{Z_1 Z_2 \cot \theta_1 - Z_2^2 \tan \theta_2} = \frac{1}{\pm J} \quad (4.4c)$$

$$Z_3 \sin(r_f \theta_3) - \frac{Z_3^2 \sin^2(\theta_3/2)(Z_2 + Z_1 \cot(r_f \theta_1) \tan(r_f \theta_2))}{Z_1 Z_2 \cot(r_f \theta_1) - Z_2^2 \tan(r_f \theta_2)} = \frac{1}{\pm J} \quad (4.4d)$$

Với $r_f = w_s/w_f$: tỉ số băng tần thứ hai trên băng tần thứ nhất, θ_1 , θ_2 và θ_3 được tính toán trên w_f . Giá trị của r_f sẽ quyết định khoảng cách của hai tần số.

Từ phương trình (4.4a) - (4.4d) ta có thể tính được θ_3 và Z_3 :

$$\theta_3 = \frac{2n\pi}{1+r_f} \quad (4.5a)$$

$$Z_3 = \frac{1}{J|\tan \theta_3/2|} \quad (4.5b)$$

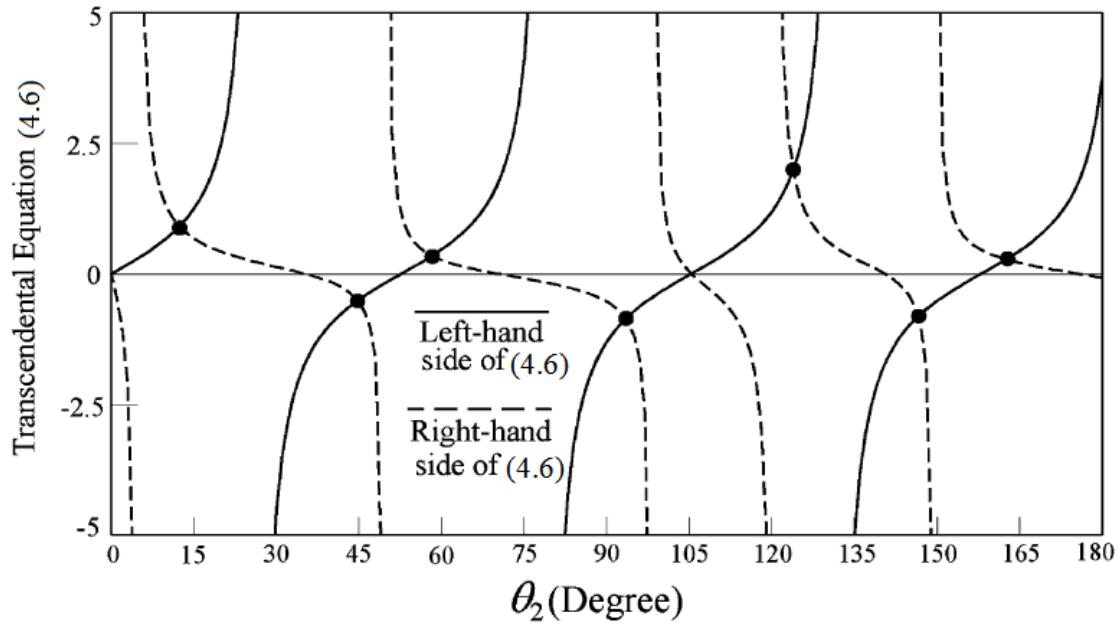
Đối với đường truyền băng tần kép, $n = 1$ thường được chọn trong (4.5)

Ta có bốn phương trình (4.4a)-(4.4d) nhưng có sáu ẩn cần tìm

(Z_1 , θ_1 , Z_2 , θ_2 , Z_3 và θ_3). Do đó tỷ số trở kháng $R = Z_1/Z_2$ và tỷ số chiều dài đường dây $U = \theta_1/\theta_2$ được chọn làm hai biến tự do trong bộ nghiệm của hệ (4.4). Các nghiệm của hệ này là không duy nhất do có 2 thông số U và R có thể được chọn. Thay $Z_1 = RZ_2$ và $\theta_1 = U\theta_2$ vào hệ (4.4) và loại bỏ Z_2 , ta được một phương trình theo θ_2 :

$$\tan[\theta_2(1 + r_f)] = \frac{R[\cot(U\theta_2) + \cot(Ur_f\theta_2)]}{1 - R^2 \cot(U\theta_2) \cot(Ur_f\theta_2)} \quad (4.6)$$

Vì R , U và r_f có thể chọn trước theo yêu cầu, nên phương trình trên có thể xem như phương trình một biến θ_2 . Với $r_f = 2.417$, $R = 0.2$ và $U = 1.5$, nghiệm của phương trình (4.6) được thể hiện qua các điểm trên hình 4.10

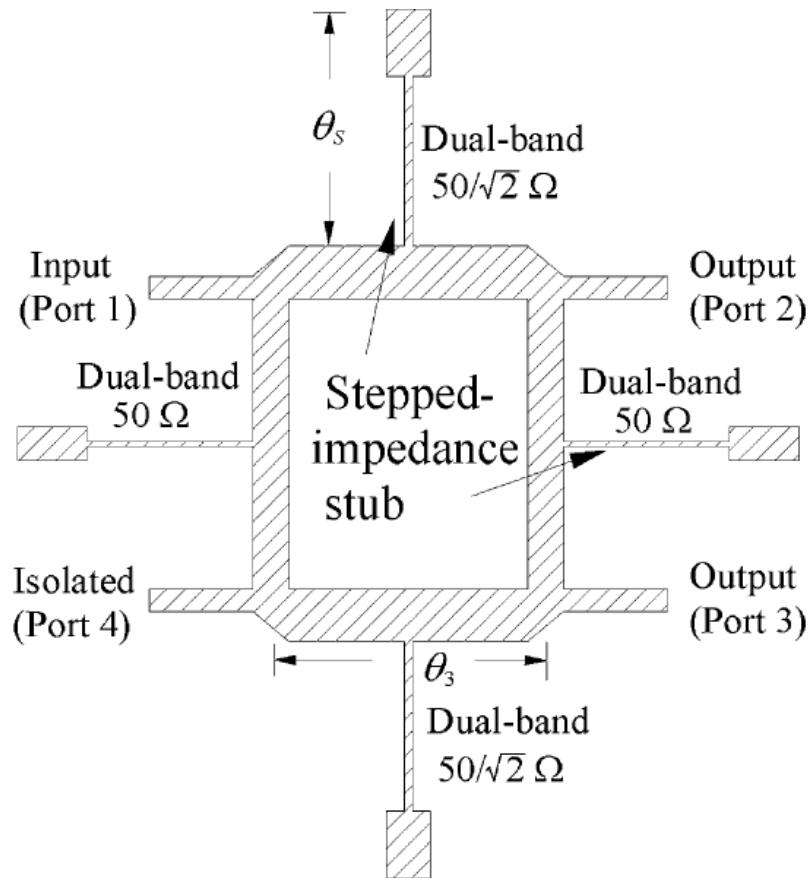


Hình 4.10

$\theta_2 = 12.35^\circ, 44.74^\circ, 58.21^\circ$ và 93.44° là bốn nghiệm đầu tiên. Đương nhiên là θ_2 ngắn nhất sẽ được chọn để tối ưu kích thước của mạch.

4.3 Thiết kế mạch hybrid2:

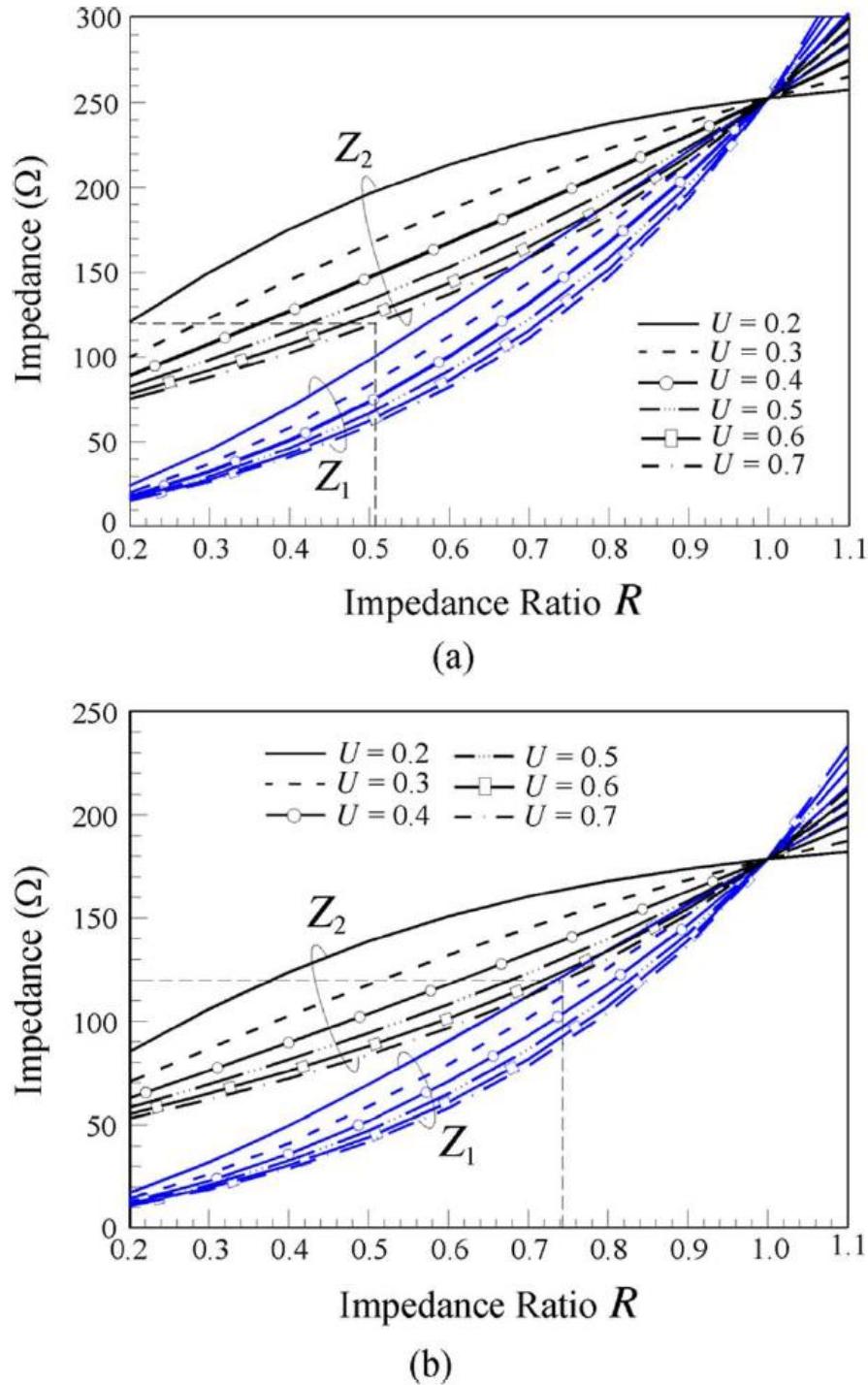
Hình 4.11 giới thiệu sơ đồ mạch coupler với đường truyền dây chẽm trở kháng bước. Kích thước của mạch có thể được xác định thông qua hệ phương trình (4.4)



Hình 4.11

Kích thước của mạch sẽ tối ưu nhất nếu ta chọn $+J$ trong phương trình (4.4c) và $-J$ trong (4.4d) (chọn lệch pha $+90^\circ$ và -90° giữa hai port đầu ra đối với băng tần thứ nhất và thứ hai).

Hình 4.12 phác họa Z_1 và Z_2 của nhánh đường truyền dây chêm trở kháng bước ứng với giá trị trở kháng là 50Ω và $50/\sqrt{2}\Omega$ so với R và U tương ứng $r_f = 2.417$ (băng tần 2.4-/5.8 GHz).



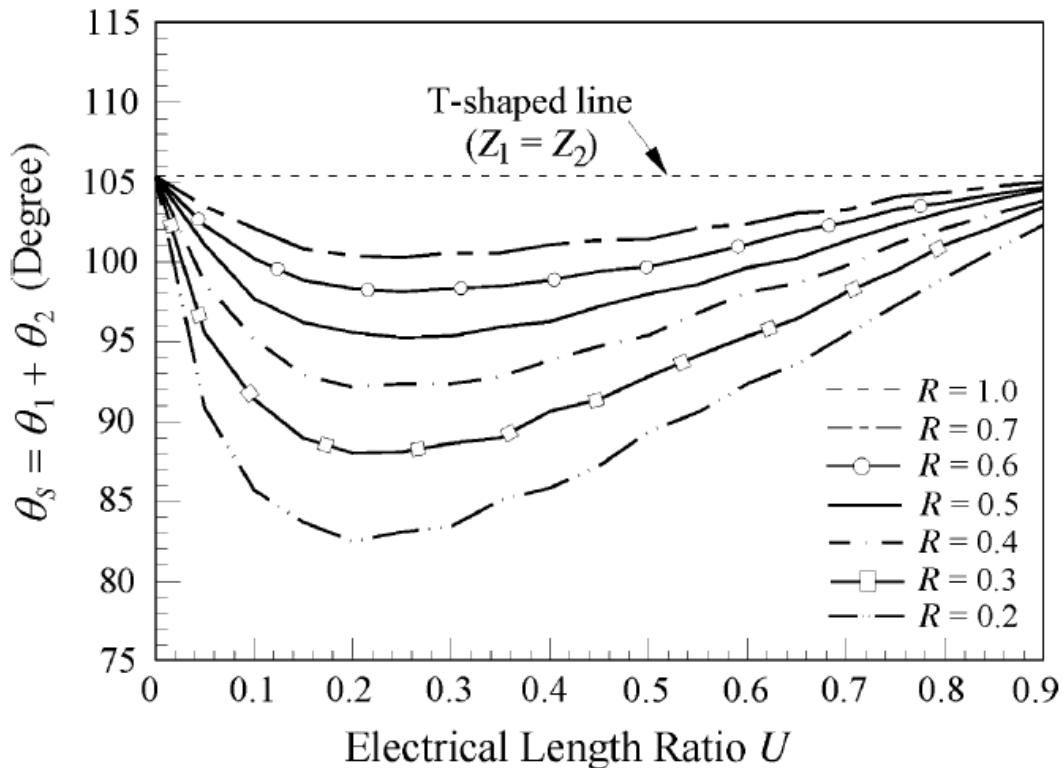
Hình 4.12

Hình 4.12 không bao gồm Z_3 vì Z_3 có thể tính được dễ dàng ở (4.5). Z_1 và Z_2 tăng đơn điệu khi R tăng. U nhỏ sẽ cho giá trị trở kháng Z_1, Z_2 cao. Thông thường, giá trị trở kháng thường chọn từ $20 - 120 \Omega$ do giới hạn của công nghệ vi dải.

Do đó khoảng giá trị của R là $0.2 \leq R \leq 0.51$ đối với nhánh 50Ω , trong khi giá trị U phụ thuộc vào giá trị R được chọn. Với $R = 1$, ta có trường hợp $Z_1 = Z_2 = 252.75 \Omega$ điều này là không thực tế. Nhận xét tương tự cho nhánh trở kháng $50/\sqrt{2} \Omega$, khoảng giá trị của R là $0.2 \leq R \leq 0.74$.

Hình 4.9 mô tả $\theta_S (\theta_S = \theta_1 + \theta_2)$ và θ_3 tương ứng với chiều dài và chiều rộng của đường truyền dây chẽm trở kháng bước. Từ phương trình (4.5a) ta thấy θ_3 chỉ phụ thuộc vào r_f và không dễ giảm xuống vì θ_3 không là biến của R và U . Tuy nhiên, có thể giảm kích thước của θ_S .

Hình 4.13 mô tả θ_S như là một hàm của U và biến R

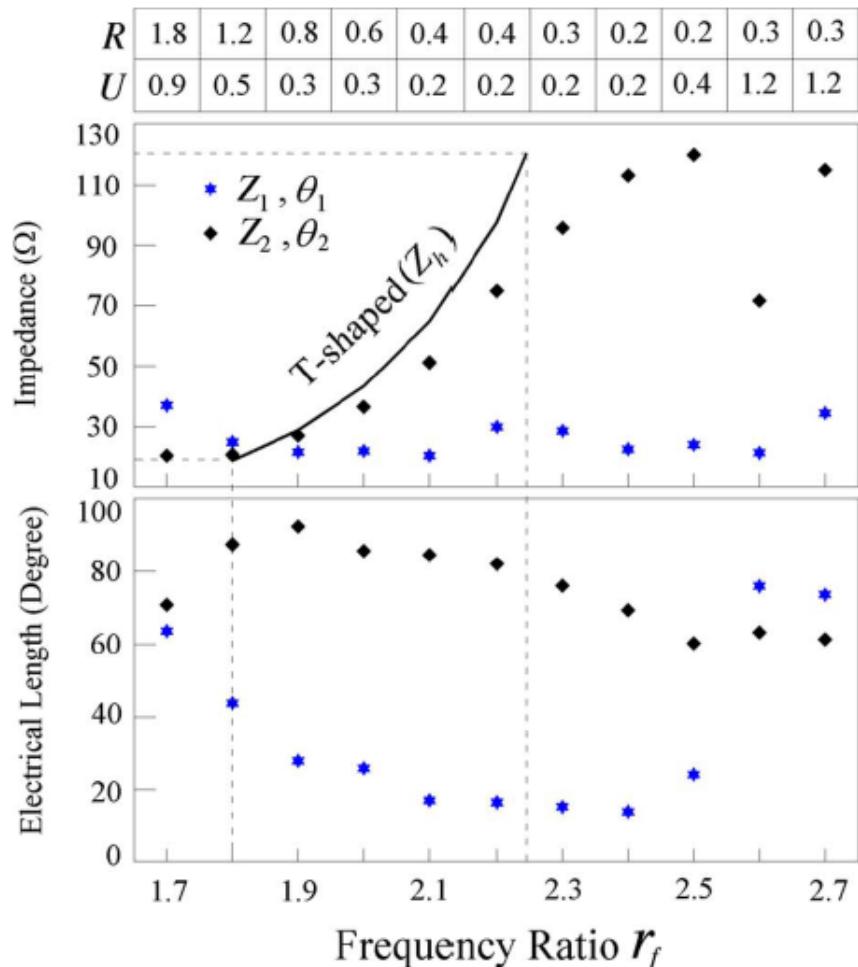


Hình 4.13

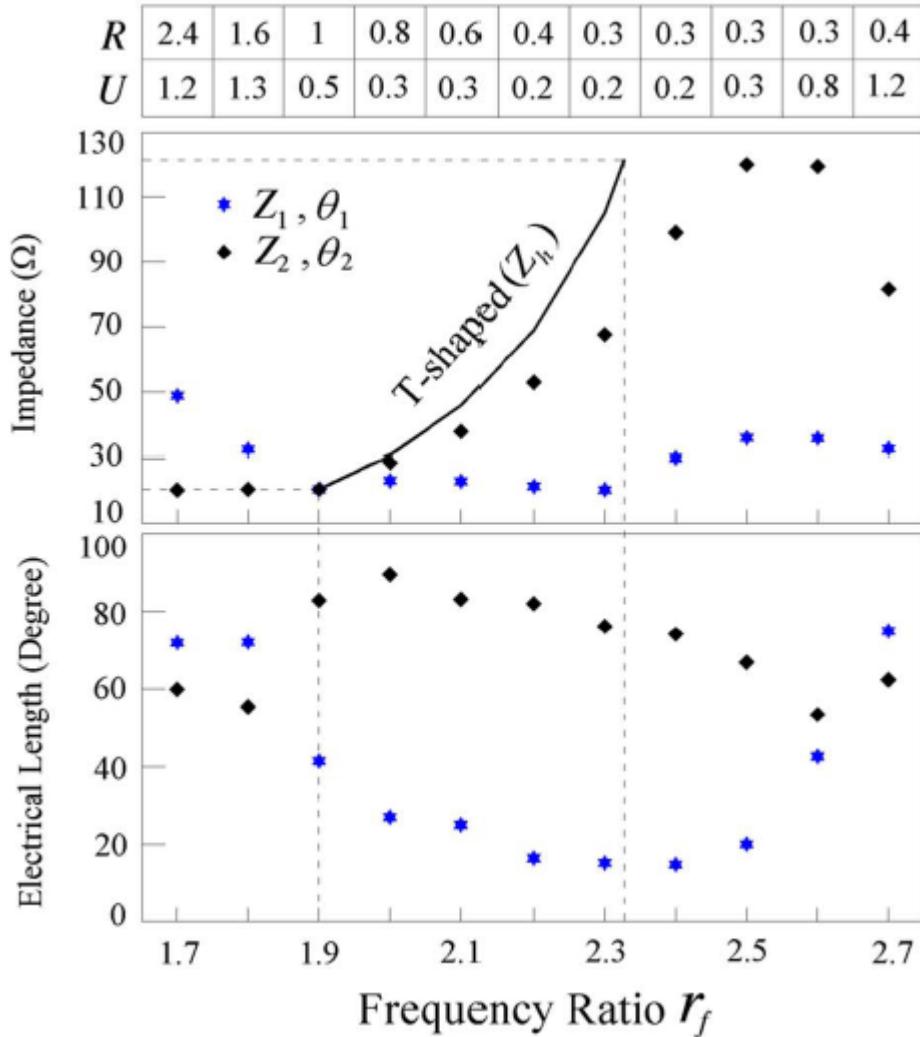
Với $R = 1$, $\theta_S = 105.36^\circ$. Khi $R < 1$, θ_S luôn nhỏ hơn 105.36° , chiều dài này giảm là vì sự gia tăng không đều của trở kháng. Các đường cong của θ_S rời nhanh khi R và U giảm và đạt giá trị thấp nhất xung quanh điểm $(R, U) = (0.2, 0.2)$.

Nếu giá trị của U quá nhỏ có thể tạo ra các giá trị trở kháng không thực tế, giá trị tối ưu của R và U phải được xem xét giữa việc tối thiểu θ_S và mức độ thực tế của Z_1 và Z_2 .

Các đồ thị trong hình 4.12 và 4.13 cho ta thấy $(R, U) = (0.2, 0.2)$ và $(0.3, 0.2)$ là phù hợp với nhánh băng tần kép 50Ω và $50/\sqrt{2} \Omega$. Hình 4.14a và 4.14b chỉ ra các giá trị của nhánh băng tần kép 50Ω và $50/\sqrt{2} \Omega$.



Hình 4.14a

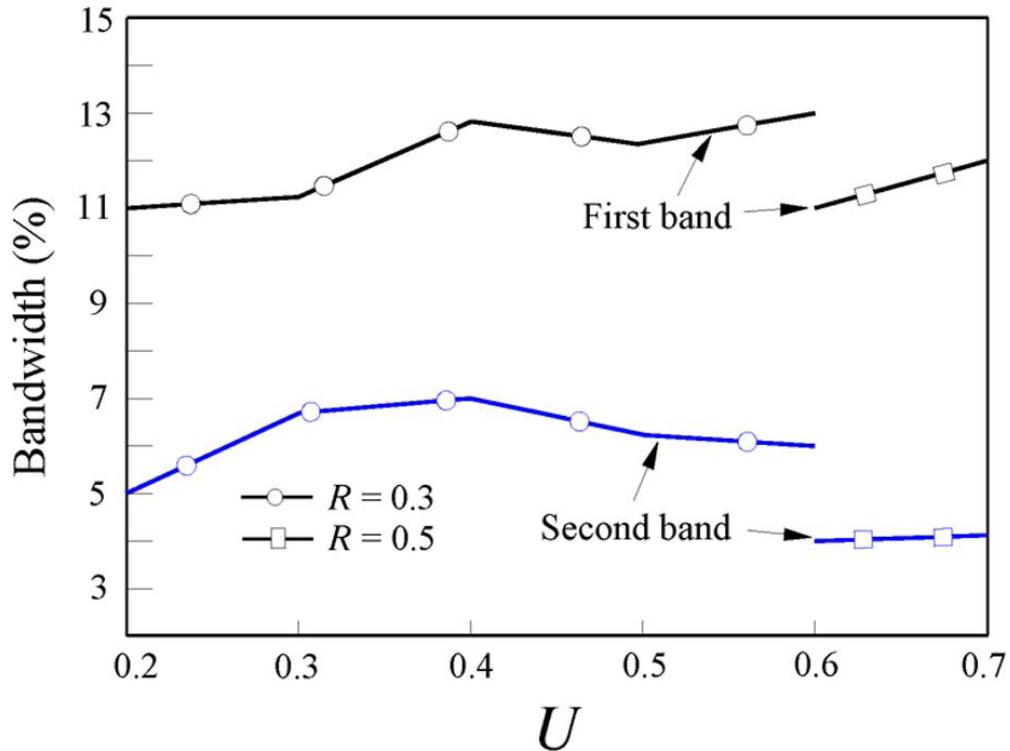


Hình 4.14b

Khi tỷ số r_f được xác định, ta có thể dễ dàng tìm được mối quan hệ về kích thước của Z_1, Z_2, θ_1 và θ_2 từ hình 14.4. Hình 4.14 và phương trình (4.5) rất hữu dụng trong việc thiết kế. Nếu r_f quá lớn hoặc quá nhỏ, Z_1, Z_2 có thể không thực tế. Do đó, hình 4.14 cung cấp cho ta những sự kết hợp khác nhau của (R, U) để hỗ trợ cho tỷ số r_f trong khoảng 1.7 - 2.7

Hình 4.15 trình bày sự thay đổi của băng thông đối với R và U . Vì trở kháng có thể thực hiện được trong thực tế là rất quan trọng, do đó chỉ có $R = 0.3 - 0.5$ và

$U = 0.2 - 0.7$ là được xem xét. Các phân đoạn băng thông không thay đổi đáng kể với R và U : 11% - 13% đối với băng tần thứ nhất và 4% - 7% đối với băng tần thứ 2.



Hình 4.15

Thiết kế:

Băng tần thứ nhất: $\omega_f = 2.437\text{GHz}$, Băng tần thứ hai: $\omega_s = 5.32\text{ GHz}$

$$r_f = \frac{\omega_s}{\omega_f} = 2.183 \approx 2.2$$

$$\text{Từ (4.5) suy ra : } \theta_3 = \frac{2n\pi}{1+r_f} = 112.5^\circ$$

Từ hình 4.14 suy ra:

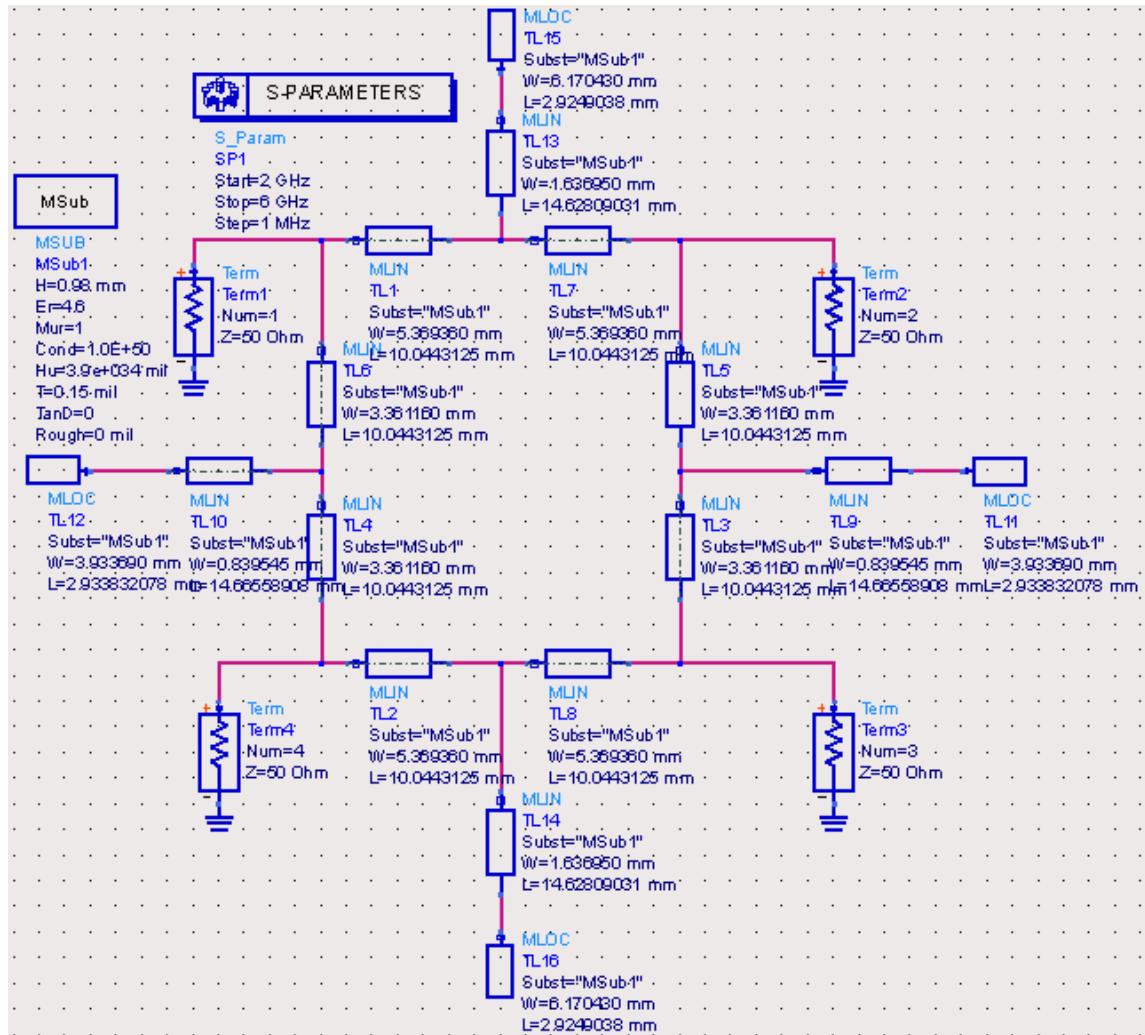
$$\text{Nhánh } 50\Omega: (R, U) = (0.4, 0.2) \quad Z_3 = 33.41\Omega$$

$$Z_1 = 29.85\Omega \quad \theta_1 = 16.43^\circ \quad Z_2 = 74.62\Omega \quad \theta_2 = 82.13^\circ$$

$$\text{Nhánh } 50/\sqrt{2}\Omega: (R, U) = (0.4, 0.2) \quad Z_3 = 23.62\Omega$$

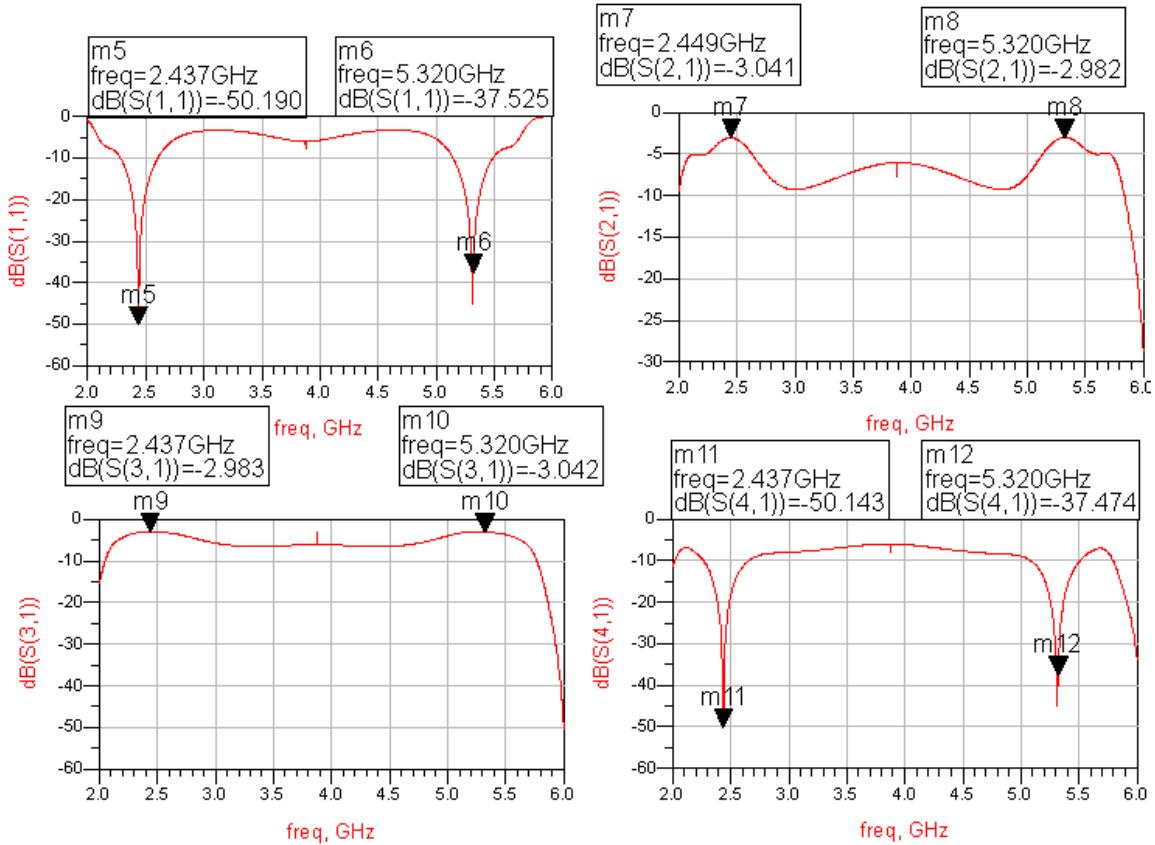
$$Z_1 = 21.18\Omega \quad \theta_1 = 16.38^\circ \quad Z_2 = 52.96\Omega \quad \theta_2 = 81.95^\circ$$

Sơ đồ mô phỏng:

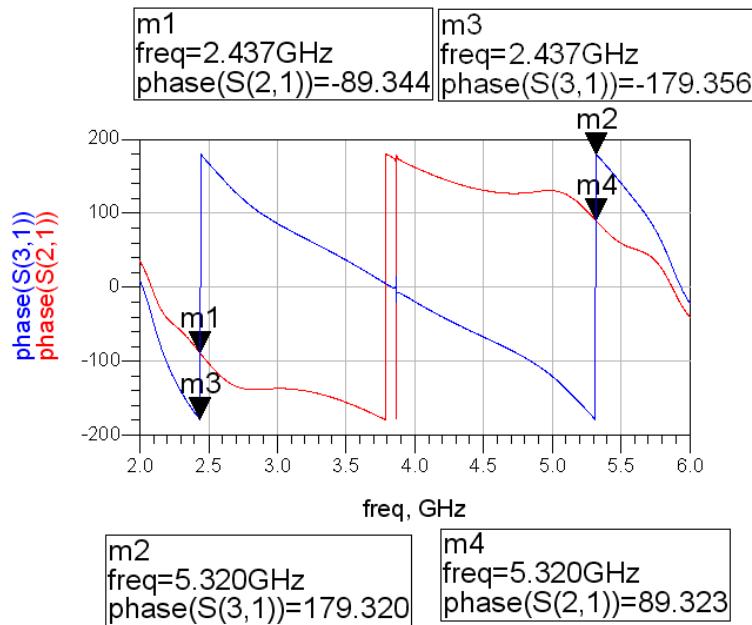


Hình 4.16

Kết quả mô phỏng:



Hình 4.17a



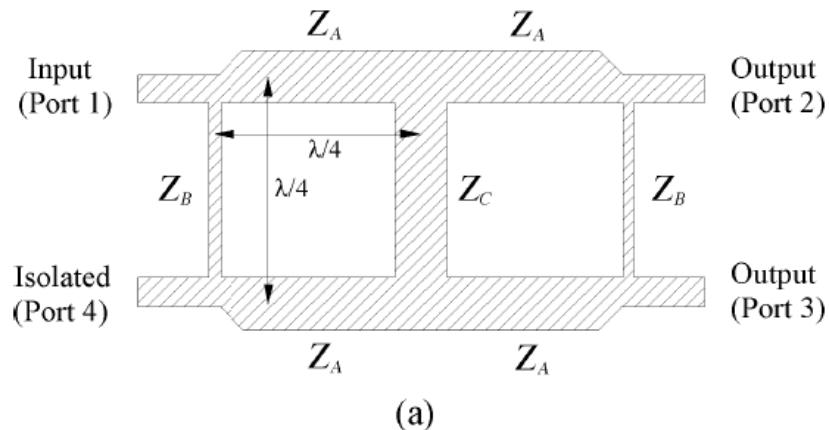
Hình 4.17b

Nhận xét:

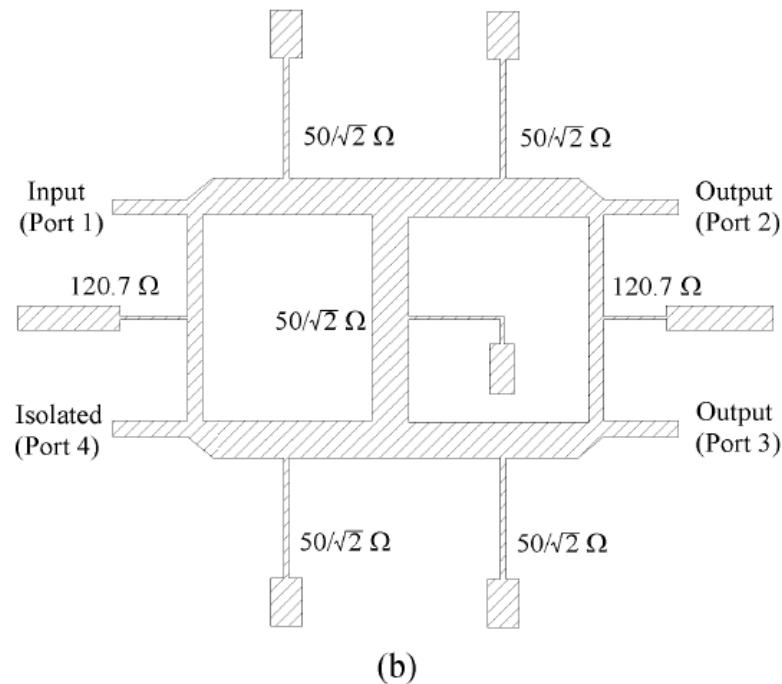
- Mạch đáp ứng tốt tại tần số trung tâm.
- Băng tần thứ nhất có băng thông khoảng 3%, băng tần thứ hai có băng thông khoảng 2%
- Băng thông của mạch khá nhỏ.

Để tăng băng thông của mạch, ta có thể ghép nhiều phần mạch như trong phần 4.1.

Hình 4.18 sẽ trình bày mô hình mạch ghép:



Hình 4.18a



Hình 4.18b

Hình 4.18a trình bày mạch cơ bản, Dựa vào phương pháp phân tích mạch thành mode chẵn và mode lẻ, ta có thể xác định được trở kháng của các nhánh:

$$Z_B = Z_0 \frac{C}{1 - \sqrt{1 - C^2}} \quad (4.7a)$$

$$Z_C = \frac{Z_A^2}{Z_0 C} \quad (4.7b)$$

Với C là hệ số ghép của hai cửa output ($C = 1/\sqrt{2}$). Giá trị Z_A có thể chọn bất kỳ, tuy nhiên nếu chọn $Z_A = Z_C$ sẽ cho băng thông lớn nhất. Từ phương trình (4.7) ta có các kết quả:

$$Z_B = 120.7 \Omega \quad Z_A = Z_C = 50/\sqrt{2} \Omega$$

Hình 4.18b giới thiệu sơ đồ mạch khi ta sử dụng phương pháp đường truyền dây chèm trở kháng bước. Nhánh $50/\sqrt{2} \Omega$ có các thông số trở kháng và chiều dài như phần trước, ta xét nhánh có trở kháng 120.7Ω . Bảng 4.1 trình bày các kích thước của nhánh 120.7Ω tuỳ theo giá trị của r_f

DESIGN TABLE OF DUAL-BAND 120.7Ω STEPPED-IMPEDANCE-STUB LINES VERSUS r_f

r_f	1.7	1.8	1.9	2.0	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7
R	0.8	0.5	0.4	0.3	0.3	0.2	0.2	0.2	0.3	0.3	0.3
U	0.3	0.2	0.3	0.2	0.2	0.3	0.8	1.5	1.2	0.8	0.7
$Z_1(\Omega)$	22.4	20.5	20.4	23.4	33	23	24	20.2	33.9	21.82	27.4
$Z_2(\Omega)$	28	41	51	78	110	115	120	101	113	72.74	91.2
$Z_3(\Omega)$	52.06	58.1	64	69.7	75.23	80.65	85.95	91.15	96.26	101.3	106.2
$\theta_1(^{\circ})$	29.74	19.37	24.92	16.62	16.16	20.63	45.84	88.52	78.38	66.56	37.46
$\theta_2(^{\circ})$	99.12	96.83	83.08	83.08	80.79	68.75	57.3	59	65.32	83.2	87.06
$\theta_3(^{\circ})$	133.3	128.6	124.1	120	116.1	112.5	109.1	105.9	102.9	100	97.3

Bảng 4.1

Ta có kết quả kích thước của mạch: $r_f = 2.2$

$$\text{Từ (4.5) suy ra : } \theta_3 = \frac{2n\pi}{1+r_f} = 112.5^\circ$$

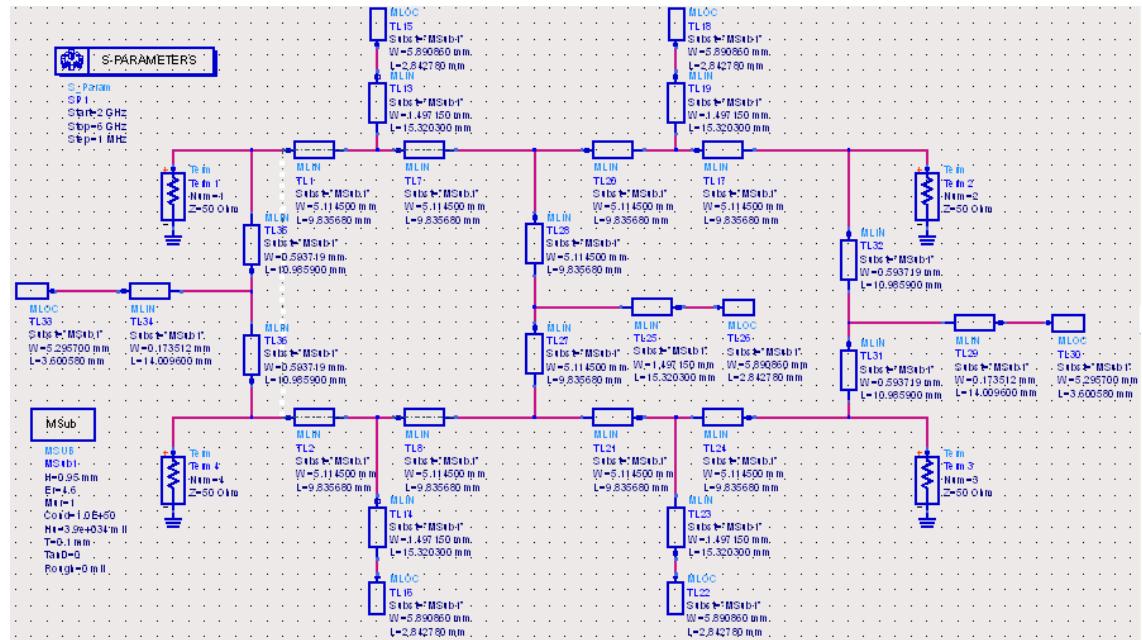
Nhánh $50/\sqrt{2}$ Ω: $(R, U) = (0.4, 0.2)$ $Z_3 = 23.62 \Omega$

$$Z_1 = 29.85 \Omega \quad \theta_1 = 16.43^\circ \quad Z_2 = 74.62 \Omega \quad \theta_2 = 82.13^\circ$$

Nhánh 120.7Ω : $(R, U) = (0.2, 0.3)$ $Z_3 = 80.65 \Omega$

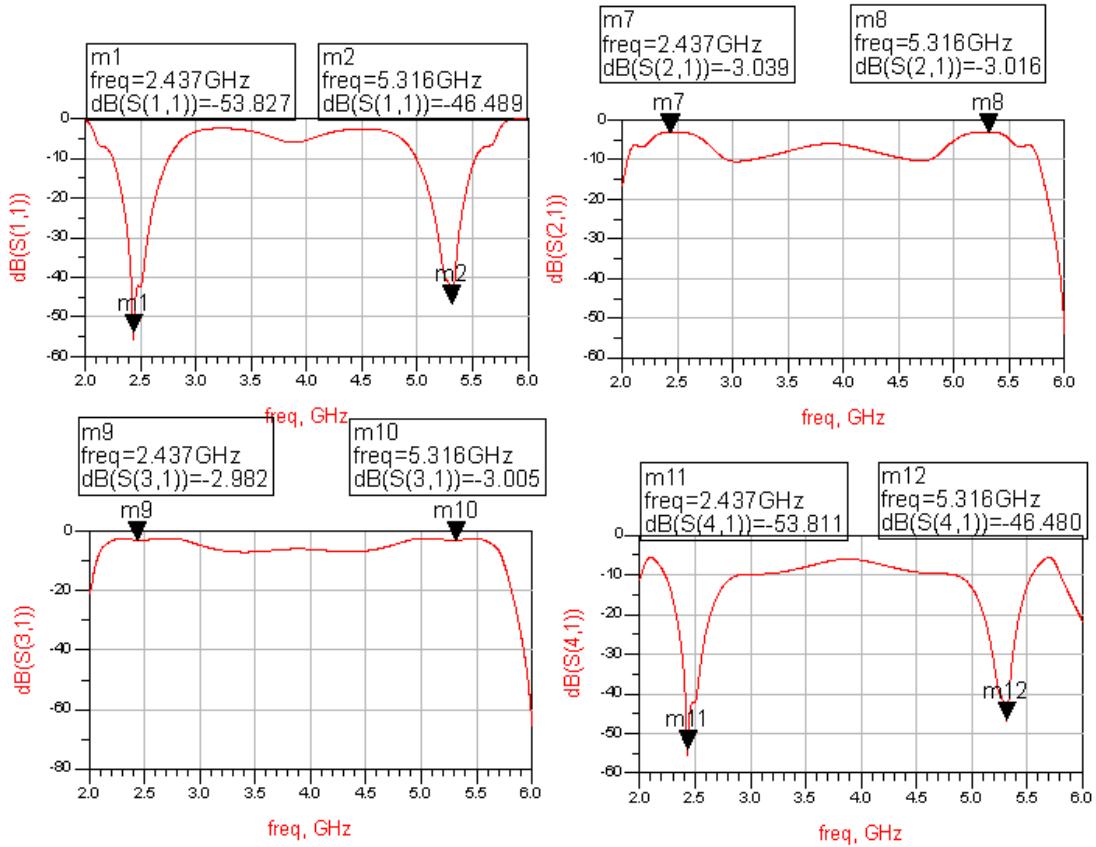
$$Z_1 = 23 \Omega \quad \theta_1 = 20.63^\circ \quad Z_2 = 115 \Omega \quad \theta_2 = 68.75^\circ$$

Sơ đồ mô phỏng:

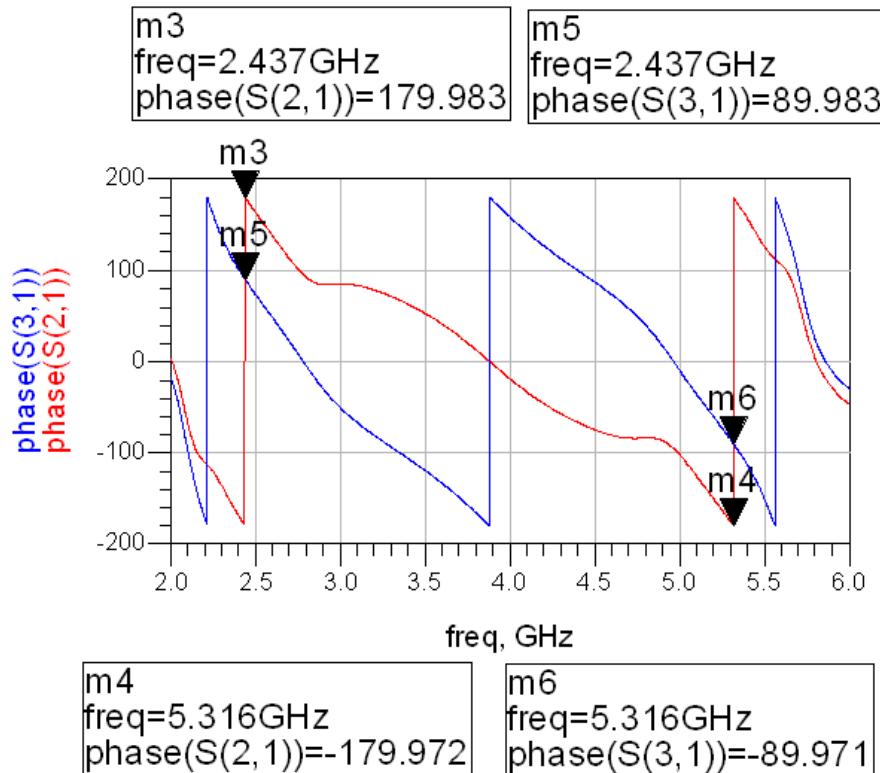


Hình 4.19

Kết quả mô phỏng:



Hình 4.20a



Hình 4.20b

Nhận xét:

- Tần số đáp ứng của mạch là 2.437 GHz và 5.316 GHz.
- Băng thông của mạch khoảng 12% đối với băng tần thứ nhất và khoảng 6% đối với băng tần thứ hai.

CHƯƠNG 5: THIẾT KẾ MẠCH LỌC

Mạch lọc siêu cao tần được xem như là một mạng 2 cửa siêu cao tần có đáp ứng tần số thỏa mãn các yêu cầu định trước về tần số của tín hiệu: cho phép tín hiệu ở tần số dải thông (pass-band) đi qua và không cho phép các tín hiệu ở tần số dải chặn (stop-band) đi qua mạng 2 cửa. Các dạng mạch lọc căn bản gồm có: mạch lọc thông thấp (low-pass), thông cao (high-pass), thông dải (band-pass) và chấn dải (band-stop). Mạch lọc siêu cao tần được ứng dụng rộng rãi trong hệ thống thông tin siêu cao tần, trong radar hoặc trong các thiết bị đo lường...

Nội dung chương này sẽ trình bày cách thiết kế cách thiết kế một bộ lọc thông dải sử dụng công nghệ vi dải, và bộ lọc này nhằm phục vụ cho bộ combiner siêu cao tần.

5.1 Cơ sở lý thuyết mạch lọc:

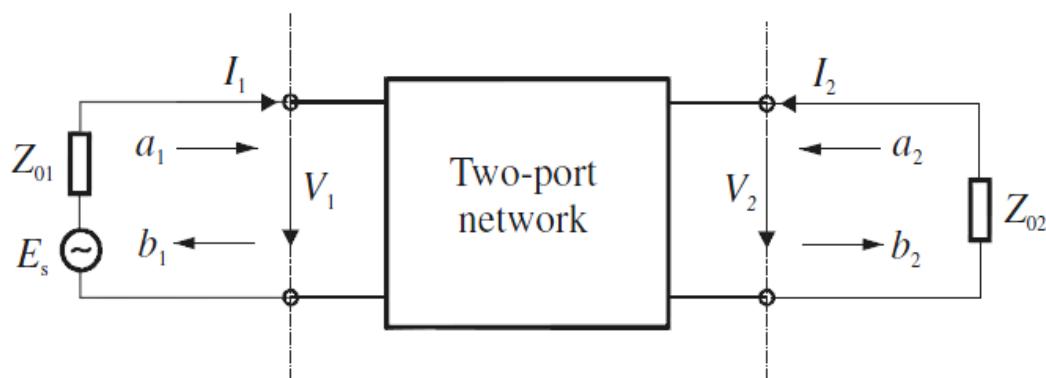
5.1.1 Ma trận S của mạch lọc:

- a. Công thức tính

Mạch lọc là một mạng 2 cửa nên có ma trận tán xạ 2×2 như sau:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Và có mô hình như hình dưới



Hình 5.1: Mô hình mạng 2 cửa

Trong đó a_i là thành phần sóng tới cửa i

b_i là thành phần sóng phản xạ cửa i

$$a_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0i}}} + \sqrt{Z_{0i}} I_i \right) \quad i=1 \text{ và } 2 \quad (5.1)$$

$$b_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0i}}} - \sqrt{Z_{0i}} I_i \right)$$

Các hệ số tán xạ S được xác định

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

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

$$[b] = [S].[a]$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

b. Ý nghĩa vật lý của các hệ số ma trận [S]:

- Ý nghĩa của S_{11} :

Điều kiện $a_2=0$ nghĩa là không có sóng đi vào cửa 2 của mạng, cửa 2 được kết thúc bởi tải phổi hợp trở kháng để không có sóng phản xạ trên tải quay ngược vào cửa 2

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (5.2)$$

Vậy S_{11} chính là hệ số phản xạ điện áp tại cửa vào 1

- Ý nghĩa của S_{22} : tương tự như S_{11} , đây là hệ số phản xạ điện áp tại cửa vào 2.

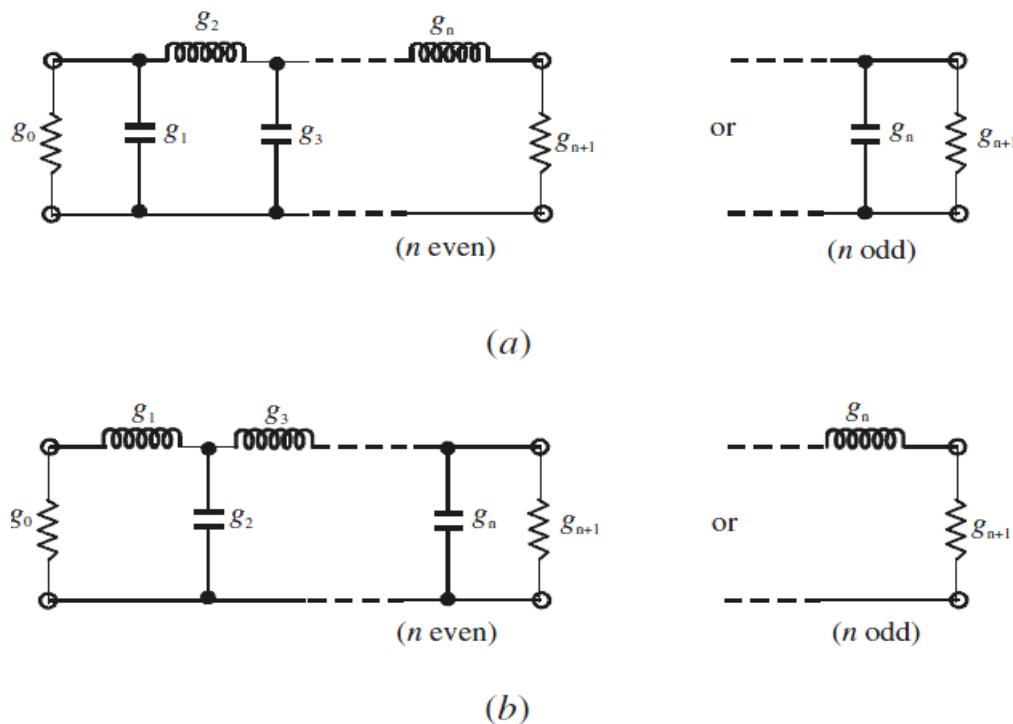
- Ý nghĩa của S21: S21 là tỉ số sóng ra tại cửa 2 trên sóng vào cửa 1 khi không có sóng tới tại cửa 2.

Vậy S21 là hệ số truyền đạt công suất từ cửa 1 đến cửa 2

- Ý nghĩa của S12: tương tự như S21, là hệ số truyền đạt công suất từ cửa 2 đến cửa 1

5.1.2 Đáp ứng Chebyshev:

- Các định nghĩa và công thức:



Hình 5.2: Cấu trúc lowpass prototype filters

Các thành phần trở kháng chuẩn hóa g_i của đáp ứng Chebyshev ở hình 5.2 được cho bởi các công thức sau đây:

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \cdot \sin \left[\frac{(2i-3)\pi}{2n} \right]}{\gamma^2 + \sin^2 \left[\frac{(i-1)\pi}{n} \right]} \text{ với } i = 2, 3, \dots, n$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{với } n \text{ lẻ} \\ \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) & \text{với } n \text{ chẵn} \end{cases} \quad (5.3)$$

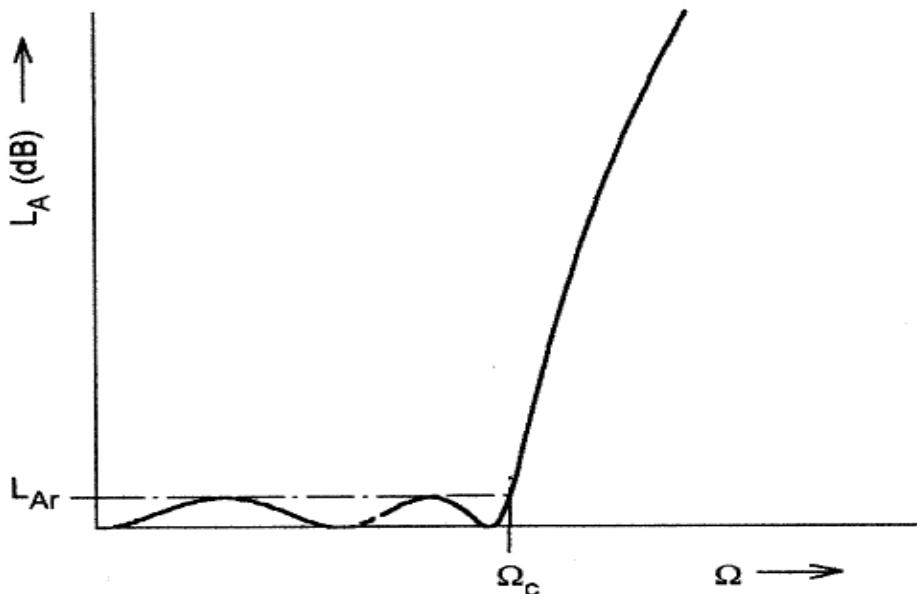
Với $\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]$ (5.4)

$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$ (5.5)

L_{Ar} là độ gợn thông dải tính theo dB

$L_{Ar} = -10 \log(1 - 10^{0.1L_R}) \text{ dB}$ (5.6)

Với L_R là giá trị S11 tính theo dB



Hình 5.3: Đáp ứng lowpass Chebyshev

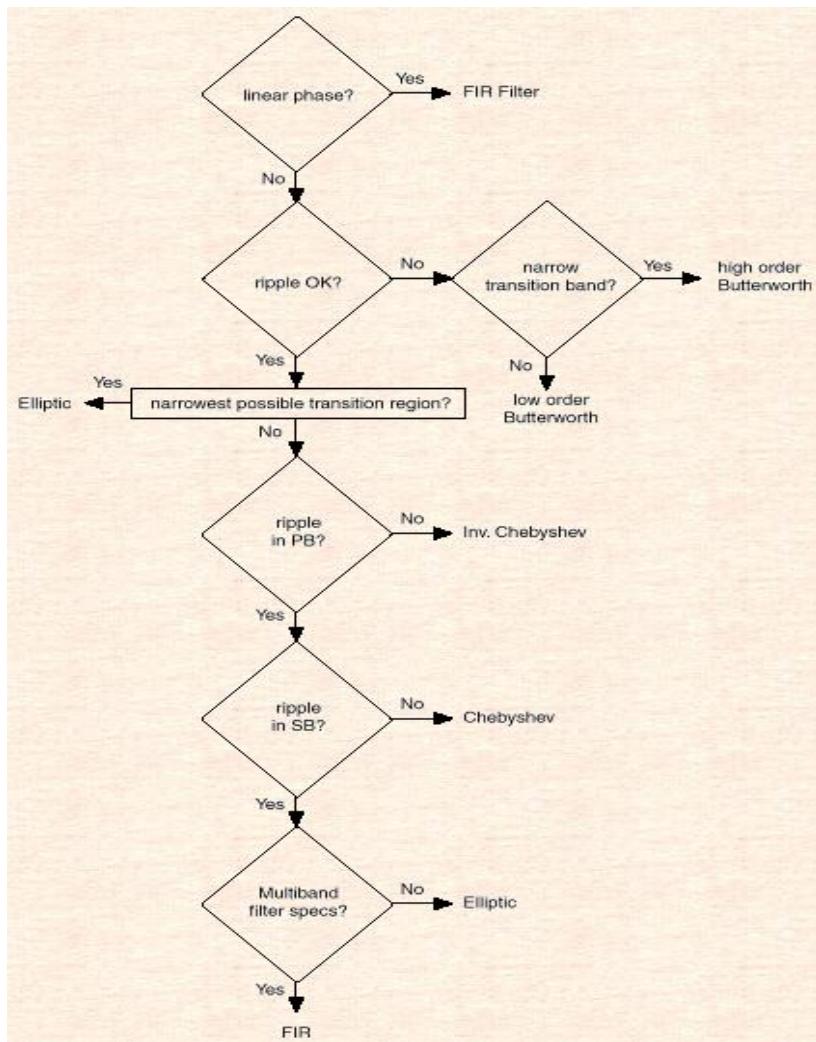
Và các giá trị trong bảng 5.1 dưới đây được tính tại $L_{Ar} = 0.1 \text{ dB}$

For passband ripple $L_{Ar} = 0.1 \text{ dB}$

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

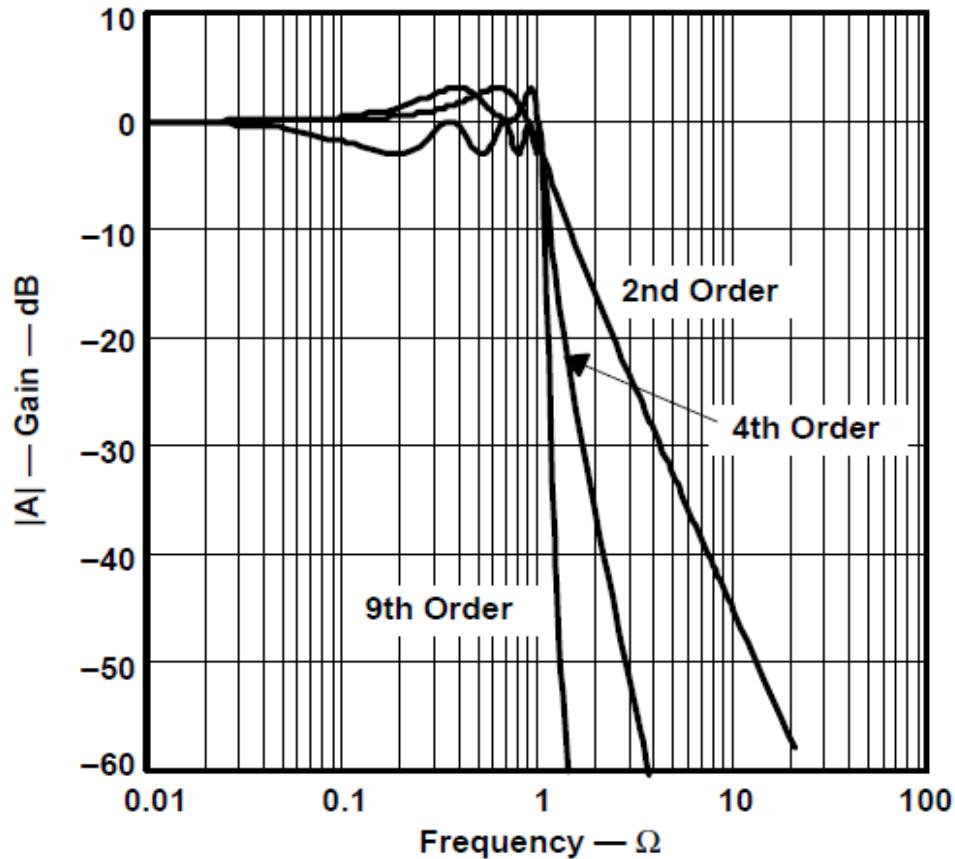
Bảng 5.1: Bảng các giá trị thành phần của đáp ứng Chebyshev tại $L_{Ar} = 0.1 \text{ dB}$

b. Các tính chất của mạch lọc Chebyshev:



Hình 5.4: Phương pháp để chọn một bộ lọc

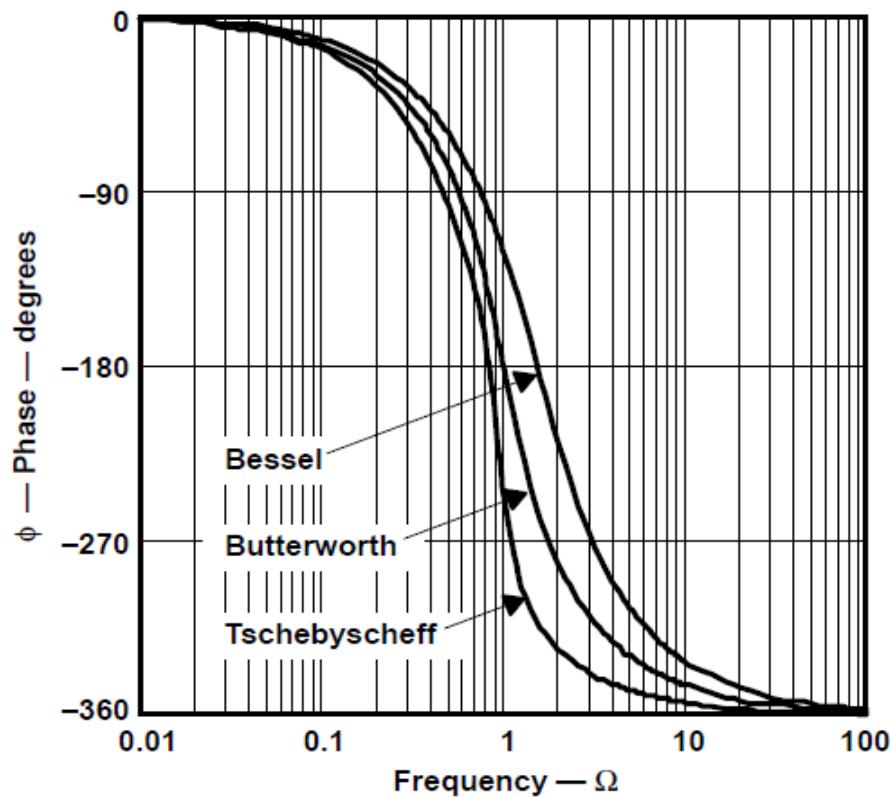
Tùy vào yêu cầu của mạch lọc mà người ta chọn các đáp ứng mạch lọc khác nhau như: Butterworth, Chebyshev, Inverse Chebyshev, Elliptic Function, Gaussian... Trong đó mạch lọc Chebyshev đáp ứng được yêu cầu về độ dốc suy hao ngoài dải thông lớn, băng thông rộng



Hình 5.5: Đáp ứng độ lợi của bộ lọc lowpass Chebyshev

Sự ảnh hưởng của bậc bộ lọc với đáp ứng của mạch lọc Chebyshev được thể hiện trong hình 5.5 ở trên, ta thấy bậc của bộ lọc càng cao thì đáp ứng ra càng dốc

Đồng thời so sánh các bộ lọc thông thấp bậc 4 ở hình 5.6 thì ta thấy đáp ứng của Chybychev cũng có độ dốc lớn hơn các bộ lọc khác



Hình 5.6: So sánh đáp ứng pha của các bộ lọc thông thấp bậc 4

5.2 Mạch lọc thông dài sử dụng dây chẽm:

5.2.1 Đường truyền một phần tư bước sóng:

Đường truyền một phần tư bước sóng có chiều dài $l = \lambda/4$. Lúc này áp dụng công thức tính trở kháng vào của đường dây không tốn hao với $\beta d = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \pi/2$

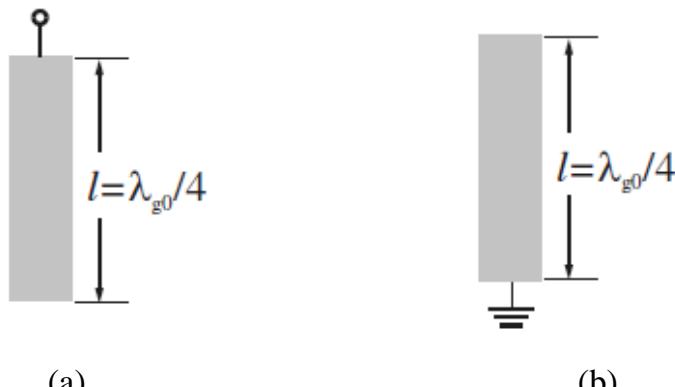
$$\Rightarrow Z_{in} = R_o^2/Z_L$$

Ta thấy trở kháng tải Z_L và trở kháng vào Z_{in} tỉ lệ nghịch với nhau:

-Nếu tải Z_L là hở mạch thì $Z_{in} = 0$, tương đương ngắn mạch tại đầu vào đường truyền. Trở kháng vào Z_{in} lúc này tương tự như trở kháng của một mạch LC nối tiếp tại tần số cộng hưởng $w_o = 1/\sqrt{LC}$, có trở kháng triệt tiêu còn tại các tần số khác trở kháng sẽ khác không.

Đường dây $\lambda/4$ được gọi là đường dây cộng hưởng

Thiết kế vi dài có dạng như hình 5.7a bên dưới



Hình 5.7: Các dạng thiết kế vi dài của đường dây $\lambda/4$

-Nếu tải Z_L là ngắn mạch thì $Z_{in} \rightarrow \infty$, tương đương hở mạch tại đầu vào đường truyền. Trở kháng vào Z_{in} lúc này tương tự như trở kháng cầu một mạch LC song song tại tần số cộng hưởng, có trở kháng lớn vô cùng, còn tại tần số khác trở kháng Z_{in} sẽ hữu hạn.

Đường dây $\lambda/4$ tải ngắn mạch được gọi là đường dây phản cộng hưởng. Thiết kế vi dải có dạng như hình 5.7b ở trên. Do đặc tính trên mà một đường dây cộng hưởng hoặc phản cộng hưởng có thể được dùng làm đường dây chêm phối hợp trở kháng, hay có thể dùng để chặn một tần số bất kỳ trọng mạch lọc.

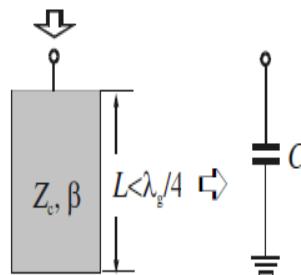
5.2.2 Các dây chêm hở và ngắn mạch:

a. Dây chêm hở mạch:

Gọi l là chiều dài đoạn dây chêm:

$$\text{Từ công thức } Z(x) = Ro \cdot \frac{Z_L + jRo \operatorname{tg}(\beta d)}{Ro + jZ_L \operatorname{tg}(\beta d)}$$

Với $Z_L \rightarrow \infty$ ta có: $Z(x) = -jRo \cdot \operatorname{cotg}(\beta d) = -jRo \cdot \operatorname{cotg}(2\pi l/\lambda)$



Hình 5.8

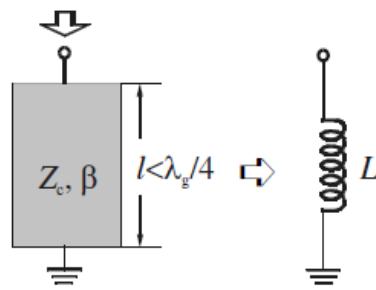
\Rightarrow nếu $l < \lambda/4$ thì dây chêm tương đương tụ điện, $l > \lambda/4$ thì dây chêm tương đương cuộn dây.

b. Dây chêm ngắn mạch:

$$Z(x) = jRo \cdot \operatorname{tg}(\beta d)$$

Với $Z_L = 0$ ta có: $Z(x) = jRo \cdot \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda)$

\Rightarrow nếu $l < \lambda/4$ thì dây chêm tương đương cuộn dây, $l > \lambda/4$ thì dây chêm tương đương tụ điện

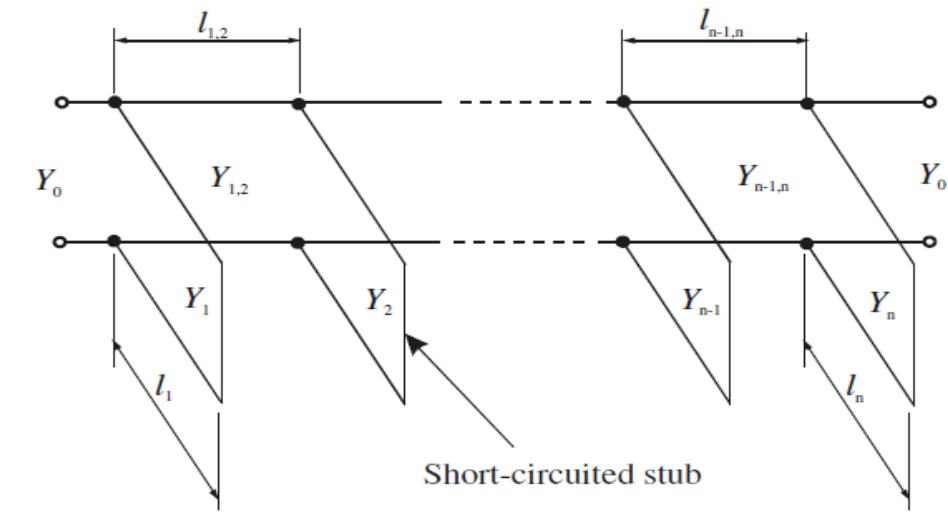


Hình 5.9

5.2.3 Bộ lọc thông dải với dây chém ngắn mạch $\lambda_{go}/4$:

a. Lý thuyết:

Bộ lọc thông dải này có thể được thiết kế theo dạng ở hình sau, các thành phần của bộ lọc này bao gồm các thành phần dây chém ngắn mạch chiều dài $\lambda_{go}/4$ mắc rẽ nhánh và những đoạn kết nối cũng có chiều dài $\lambda_{go}/4$, với λ_{go} là chiều dài bước sóng tại tần số trung tâm f_o , tính chất của một bộ lọc thông dải dùng dây chém bậc N sẽ phụ thuộc vào các dãy nạp Y_i (*với i = 1 đến N*) của các đoạn dây chém và các dãy nạp $Y_{i,i+1}$ (*với i = 1 đến N - 1*)

Hình 5.10: Sơ đồ tương đương của bộ lọc thông dải dây chém ngắn mạch $\frac{\lambda_{go}}{4}$

Các công thức để thiết kế bộ lọc này như sau:

$$FBW = BW/f_o \quad (5.7)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2}\right) \quad (5.8)$$

$$\frac{J_{1,2}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{hg_1}{g_2}} \quad (5.9)$$

$$\frac{J_{n-1,n}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{hg_1 g_{n+1}}{g_0 g_{n-1}}} \quad (5.10)$$

$$\frac{Y_{i,j+1}}{Y_0} = \frac{hg_0 g_1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ với } i = 2 \text{ tới } n-2 \quad (5.11)$$

$$N_{i,i+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right)^2 + \left(\frac{hg_0 g_1 \tan\theta}{2}\right)^2} \text{ với } i = 1 \text{ tới } n-1 \quad (5.12)$$

$$Y_1 = g_0 Y_0 (1 - h/2) g_1 \tan\theta + Y_0 \left(N_{1,2} - \frac{J_{1,2}}{Y_0}\right) \quad (5.15)$$

$$Y_n = Y_0 \left(g_n g_{n+1} - g_0 g_1 \frac{h}{2}\right) \tan\theta + Y_0 \left(N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_0}\right) \quad (5.16)$$

$$Y_i = Y_0 \left(N_{i-1,i} + N_{i,i+1} - \frac{J_{i-1,i}}{Y_0} - \frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right) \text{ với } i = 2 \text{ tới } n-1 \quad (5.17)$$

$$Y_{i,i+1} = Y_0 \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right) \text{ với } i = 1 \text{ tới } n-1 \quad (5.18)$$

Trong đó g_i là các hệ số của bộ lọc Chebyshev với $\Omega_c = 1.0$. h là một hằng số thường được chọn bằng 2

b. Thiết kế và mô phỏng bộ lọc thông dải dùng dây chẽm ngắn mạch $\lambda_{g0}/4$:

-Thiết kế:

Thiết kế mạch lọc thông dải có tần số trung tâm $f_0=5.32\text{Ghz}$, $FBW=0.5$ hằng số điện môi $\epsilon_r = 4.6$, chiều dày lớp điện môi $h=0.98\text{ mm}$, điện trở chuẩn $R_0=50$. Yêu cầu bộ lọc phải cho qua dải tần số 5.32 Ghz và chặn dải 2.437 Ghz

Bộ lọc được thiết kế theo các hệ số Chebyshev 5 cực với độ gợn thông dải $Lar=0.1$ dB.

⇒ Các hệ số Chebyshev là: $g_0=g_6=1$; $g_1=g_5=1.1468$; $g_2=g_4=1.3712$;
 $g_3=1.9750$

Tính toán các trở kháng đặc tính theo các công thức của Chebyshev: chọn hệ số $h=2$, ta có:

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2} \right) = 67.5$$

$$J_{12} = Y_o \cdot g_0 \cdot \sqrt{\frac{h \cdot g_1}{g_2}} = 0.0259$$

$$J_{23} = Y_o \cdot \frac{h \cdot g_0 \cdot g_1}{\sqrt{g_2 \cdot g_3}} = 0.0279$$

$$J_{34} = J_{23} = 0.0279$$

$$J_{45} = J_{12} = 0.0259$$

$$N_{12} = \sqrt{\left(\frac{J_{12}}{Y_o}\right)^2 + \left(\frac{h \cdot g_0 \cdot g_1 \cdot \tan\theta}{2}\right)^2} = 3.0565$$

$$N_{23} = \sqrt{\left(\frac{J_{23}}{Y_o}\right)^2 + \left(\frac{h \cdot g_0 \cdot g_1 \cdot \tan\theta}{2}\right)^2} = 3.1002$$

$$N_{34} = N_{23} = 3.1002$$

$$N_{45} = N_{12} = 3.0565$$

$$Y1 = Yo \cdot go \cdot \left(1 - \frac{h}{2}\right) \cdot g1 \cdot \tan\theta + Yo \cdot \left(N12 - \frac{J12}{Yo}\right) = 0.03523$$

$$Y2 = Yo \cdot \left(N12 + N23 - \frac{J12}{Yo} - \frac{J23}{Yo}\right) = 0.069334$$

$$Y3 = Yo \cdot \left(N23 + N34 - \frac{J23}{Yo} - \frac{J34}{Yo}\right) = 0.068208$$

$$Y4 = Y2 = 0.069334$$

$$Y5 = Y1 = 0.03523$$

$$Y12=Y45=J12=0.0259$$

$$Y23=Y34=J23=0.0279$$

⇒ $Z1=Z5=28.3849; Z2=Z4=14.4229; Z3=14.6610; Z12=Z45=38.6100;$
 $Z23=Z34=35.8423$

⇒ Từ công thức tính W/h ở phần trước ta có:

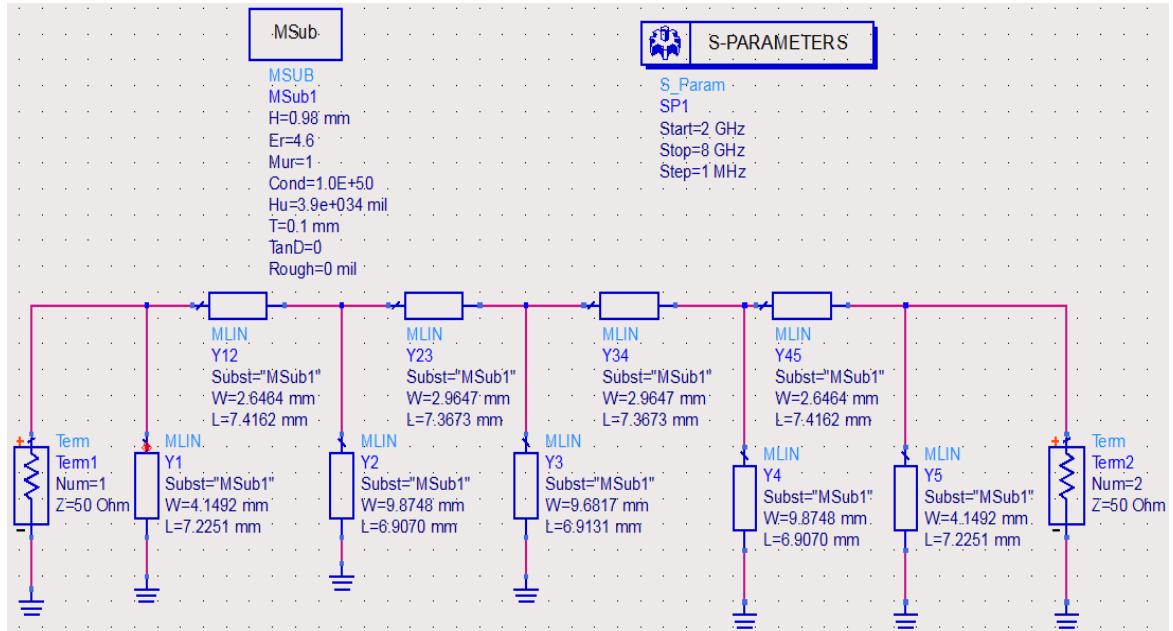
$W0=1.7253$ mm; $W1=W5=4.1492$ mm; $W2=W4=9.8748$ mm; $W3=9.6817$ mm;
 $W12=W45=2.6464$ mm; $W23=W34=2.9647$ mm;

⇒ Với các công thức tính λg ở các phần trước ta tính được chiều dài các đoạn vi
dải $\lambda/4$:

$l0=\lambda_0/4=7.6001$ mm; $l1=l5=7.2251$ mm; $l2=l4=6.9070$ mm; $l3=6.9131$ mm;
 $l12=l45=7.4162$ mm; $l23=l34=7.3673$ mm

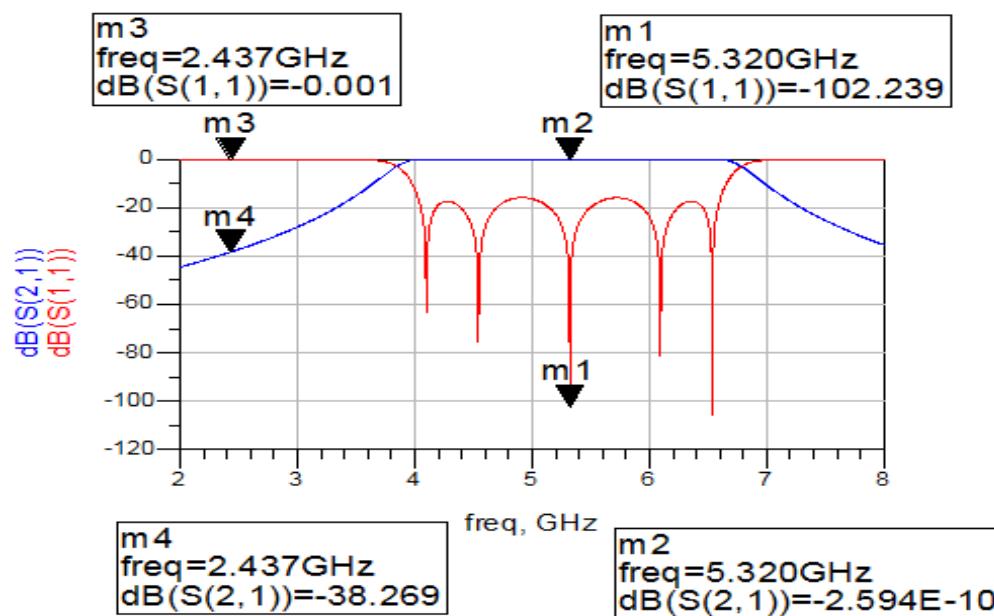
-Mô phỏng với chương trình ADS:

+Sơ đồ mô phỏng



Hình 5.11

+Kết quả mô phỏng



Hình 5.12

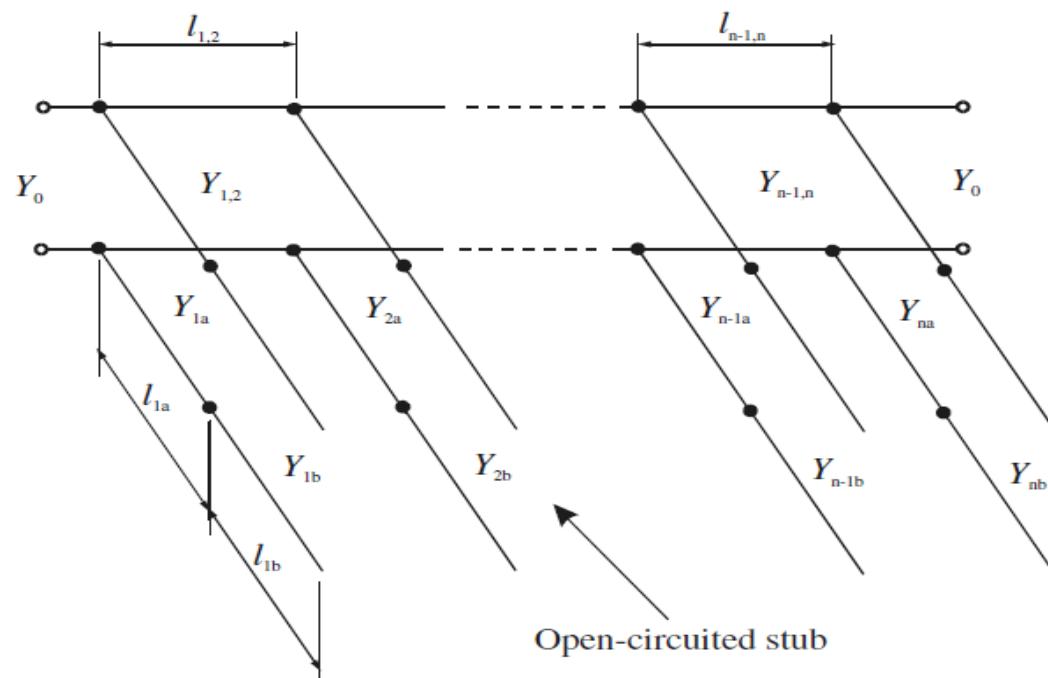
Nhận xét:

- Mạch có đáp ứng tốt tại tần số trung tâm và có dải tần bandpass đúng với thiết kế, phần bandstop tại dải tần số 2.437 có $S21 = -38.269$ dB là tạm chấp nhận được tuy nhiên chưa phải là tốt vì trên thực tế sẽ có sai lệch khá lớn.
- Các bề rộng W lớn gây hao tổn công suất trên các đường đồng.
- Bộ lọc dùng dây chẽm ngắn mạch buộc phải via lỗ, đây là một công đoạn phức tạp và dẫn tới sai số nếu không được làm tốt.

=> Yêu cầu đặt ra là thiết kế một bộ lọc mới tốt hơn, và đó là bộ lọc sử dụng dây chẽm hở mạch $\lambda_{go}/2$ dưới đây.

5.2.4 Bộ lọc thông dải với dây chẽm hở mạch $\lambda_{go}/2$:

- Lý thuyết:



Hình 5.13 : Sơ đồ tương đương của bộ lọc thông dải dùng dây chẽm hở mạch $\lambda_{go}/2$

Bộ lọc này sẽ được thiết kế bằng cách thay thế các đoạn dây chẽm ngắn mạch $\lambda_{go}/4$ bằng các đoạn dây chẽm hở mạch $\lambda_{go}/2$ như hình 5., với các đoạn l_{1a} và l_{1b} cùng có chiều dài $\lambda_{go}/4$, và mỗi đoạn này được tính toán từ các dãy nạp Y_{1a} và Y_{1b} , sự khác nhau giữa 2 dãy nạp này sẽ làm thay đổi các tần số suy giảm nhưng không ảnh hưởng nhiều tới phần bandpass. Nếu $Y_{1a} = Y_{1b}$ thì phần stopband sẽ có các suy giảm thấp nhất tại $f_0/2$ và $3f_0/2$, còn nếu $Y_{1b} = \alpha Y_{1a}$ thì các đỉnh suy giảm sẽ khác $f_0/2$ và $3f_0/2$, đồng thời xuất hiện thêm các bộ lọc tại tần số $f=0$, $f=2f_0$ cũng như các tần số tuần hoàn.

Như vậy bộ lọc thông dài sử dụng dây chẽm hở mạch này sẽ được tạo ra bằng cách thay thế các đoạn dây chẽm ngắn mạch Y_i bằng các dãy nạp Y_{1a} và Y_{1b} được xác định bởi các công thức sau:

$$Y_{ia} = \frac{Y_i(\alpha_i \tan^2 \theta - 1)}{(\alpha_i + 1) \tan^2 \theta} \quad (5.19)$$

$$Y_{ib} = \alpha_i Y_{ia} \quad (5.20)$$

$$\alpha_i = \cot^2 \left(\frac{\pi f_{zi}}{2f_0} \right) \text{ với } f_{zi} < f_1 \quad (5.21)$$

Trong đó f_1 là tần số cạnh dưới của dải thông, f_{zi} là tần số trung tâm của dải suy hao. Nếu ta chọn $f_{zi} = f_0/2$ thì $\alpha_i = 1$ và $Y_{1b} = Y_{1a}$

b. Thiết kế và mô phỏng bộ lọc thông dải dùng dây chẽm hở mạch $\lambda_{go}/2$:

-Thiết kế:

Từ bộ lọc thông dải dùng dây chẽm ngắn mạch ở phần trên ta thiết kế một bộ lọc thông dải dùng dây chẽm hở mạch $\lambda_{go}/2$ tần số trung tâm $f_0=5.32\text{Ghz}$, FBW=0.5 hằng số điện môi $\epsilon_r = 4.6$, chiều dày lớp điện môi $h=0.98\text{ mm}$, điện trở chuẩn $R_o=50$. Yêu cầu bộ lọc phải cho qua dải tần số 5.32 Ghz và chặn dải 2.437 Ghz. Bộ lọc được thiết kế theo các hệ số Chebyshev 5 cực với độ gợn thông dải $Lar=0.1\text{ dB}$

⇒ Từ (5.21) với $f_{zi} = 2.437 \text{ Ghz}$, $f_0 = 5.32 \text{ Ghz}$

$$\alpha_i = \cot^2\left(\frac{\pi f_{zi}}{2f_0}\right) = 1.3023$$

Sử dụng (5.19) và (5.20) ta lần lượt suy ra các dãy nạp Y_{ia} và Y_{ib} từ các Y_i được tính ở phần dây chẽm ngắn mạch trước

Nên ta có: $Y_{1a} = 0.0173$; $Y_{1b} = 0.022533$

$Y_{2a} = 0.03405$; $Y_{2b} = 0.04435$

$Y_{3a} = 0.0335$; $Y_{3b} = 0.04363$

$Y_{4a} = Y_{2a} = 0.03405$; $Y_{4b} = Y_{2b} = 0.04435$

$Y_{5a} = Y_{1a} = 0.0173$; $Y_{5b} = Y_{1b} = 0.022533$

⇒ $Z_{1a} = 57.8035$; $Z_{1b} = 44.3794$

$Z_{2a} = 29.3686$; $Z_{2b} = 22.5479$

$Z_{3a} = 29.8507$; $Z_{3b} = 22.9200$

$Z_{4a} = Z_{2a} = 29.3686$; $Z_{4b} = Z_{2b} = 22.5479$

$Z_{5a} = Z_{1a} = 57.8035$; $Z_{5b} = Z_{1b} = 44.3794$

Và $Z_{12}=Z_{45}=38.6100$; $Z_{23}=Z_{34}=35.8423$

Từ các giá trị trở kháng tìm được ta tính được các chiều rộng W và chiều dài của các đoạn vi dải:

$W_{1a} = 1.3171$; $W_{1b} = 2.1168$

$W_{2a} = 3.9569$; $W_{2b} = 5.6514$

$W_{3a} = 3.8675$; $W_{3b} = 5.5319$

$W_{4a} = W_{2a} = 3.9569$; $W_{4b} = W_{2b} = 5.6514$

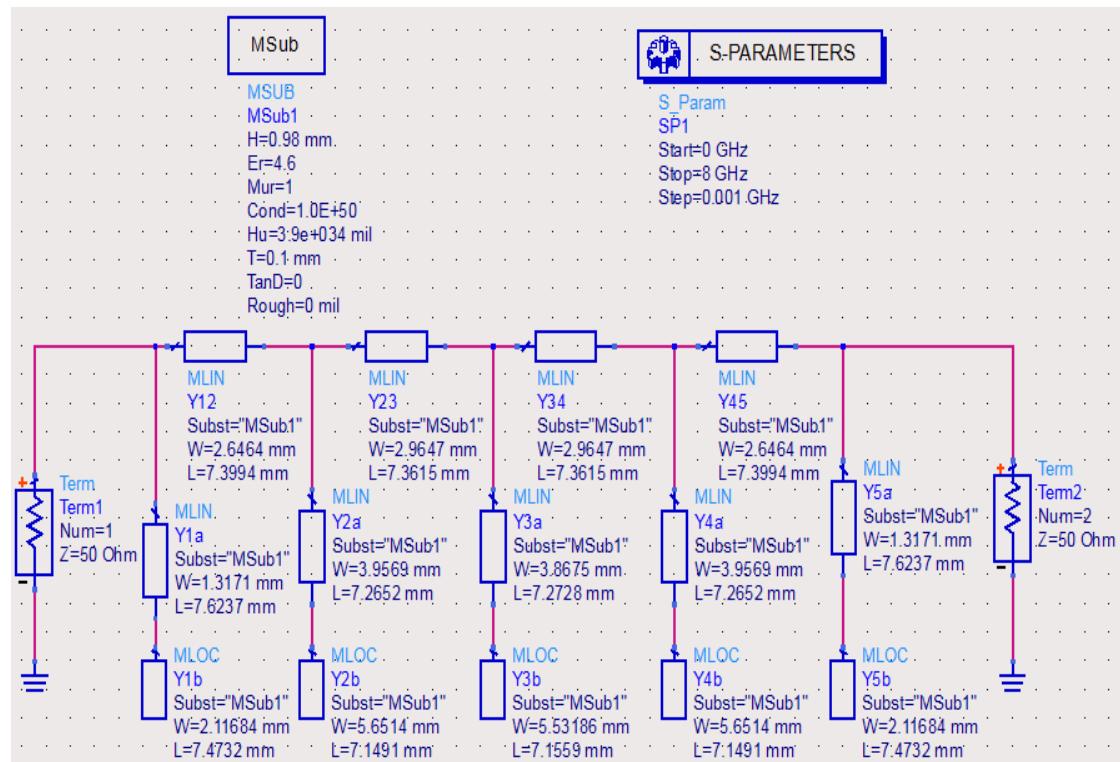
$W_{5a} = W_{1a} = 1.3171$; $W_{5b} = W_{1b} = 2.1168$

$W_{12} = W_{45} = 2.6464$; $W_{23} = W_{34} = 2.9647$

$$\begin{aligned}
 l_{1a} &= 7.6237; l_{1b} = 7.4732 \\
 l_{2a} &= 7.2652; l_{2b} = 7.1491 \\
 l_{3a} &= 7.2728; l_{3b} = 7.1559 \\
 l_{4a} &= l_{2a} = 7.2652; l_{4b} = l_{2b} = 7.1491 \\
 l_{5a} &= l_{1a} = 7.6237; l_{5b} = l_{1b} = 7.4732 \\
 l_{12} &= l_{45} = 7.3994; l_{23} = l_{34} = 7.3615
 \end{aligned}$$

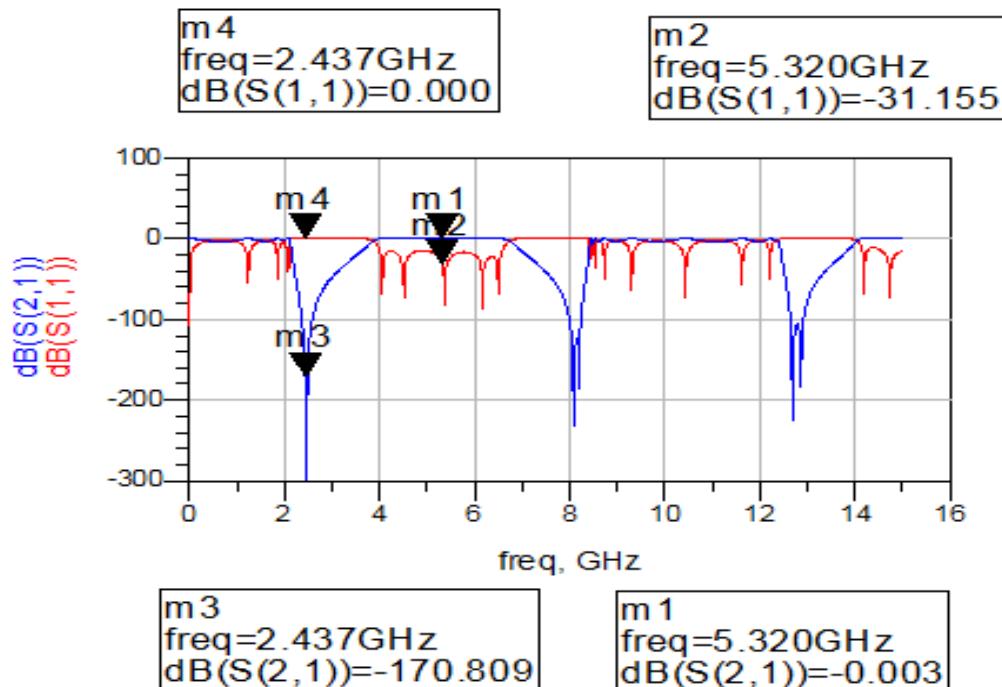
-Mô phỏng với chương trình ADS:

+Sơ đồ mô phỏng



Hình 5.14

+Kết quả mô phỏng



Hình 5.15

Nhận xét:

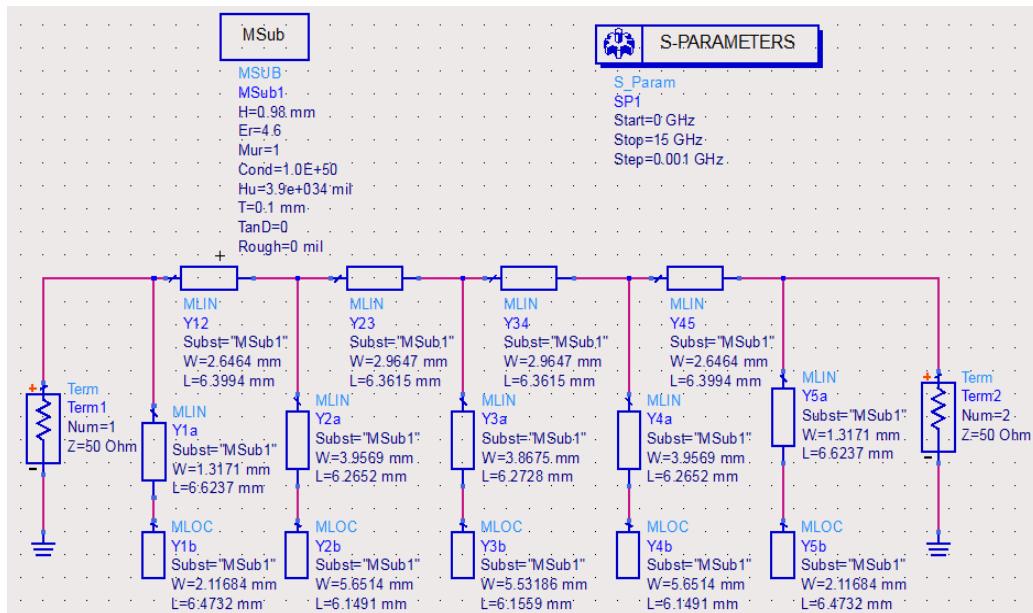
- Đáp ứng của mạch rất đúng với yêu cầu thiết kế, dải tần số 5.32 Ghz có dải thông khá rộng, dải tần số 2.437 Ghz bị chấn gần như hoàn toàn.
- Kích thước bì rộng các đường đồng nhỏ đi đáng kể so với mạch lọc dùng dây chẽm ngăn mạch nên giảm suy hao công suất trên các đường đồng.
- Mạch lọc dùng dây chẽm hở mạch không cần phải via lỗ nên tránh được sai số do thao tác này.

=> Chọn mạch này làm mạch lọc trong bộ Combiner.

5.3 Khảo sát sự ảnh hưởng đến đáp ứng của mạch lọc đôi với việc thay đổi kích thước mạch:

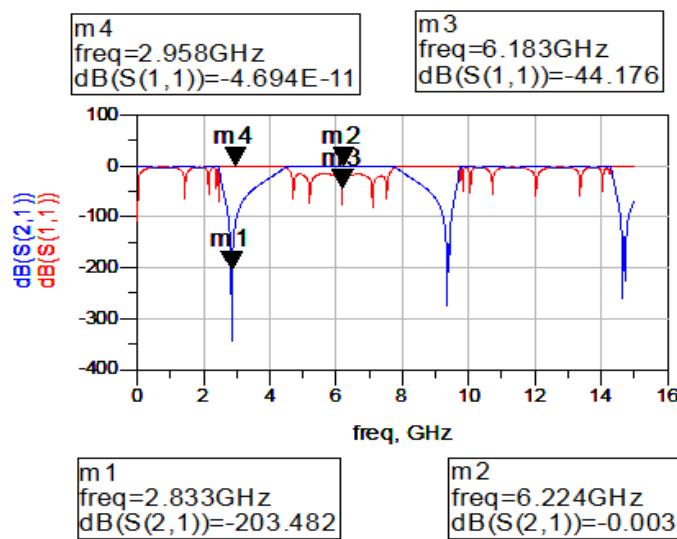
-Giảm tất cả chiều dài 1 đi 1 mm

+Sơ đồ mô phỏng



Hình 5.16

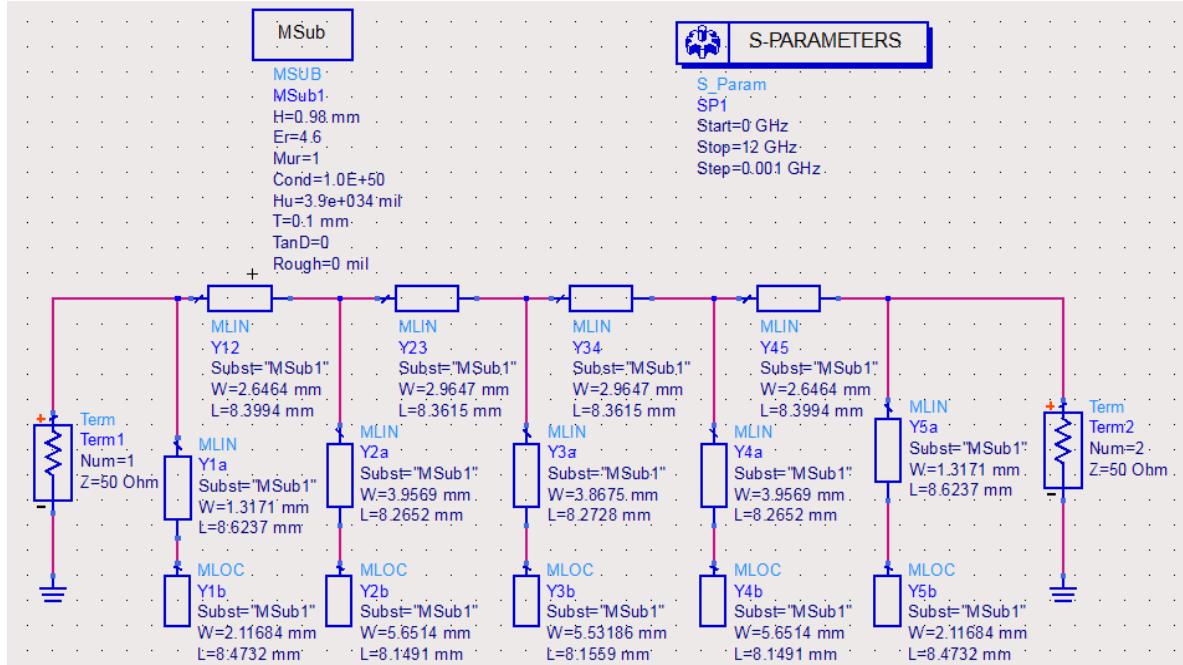
+Kết quả mô phỏng:



Hình 5.17

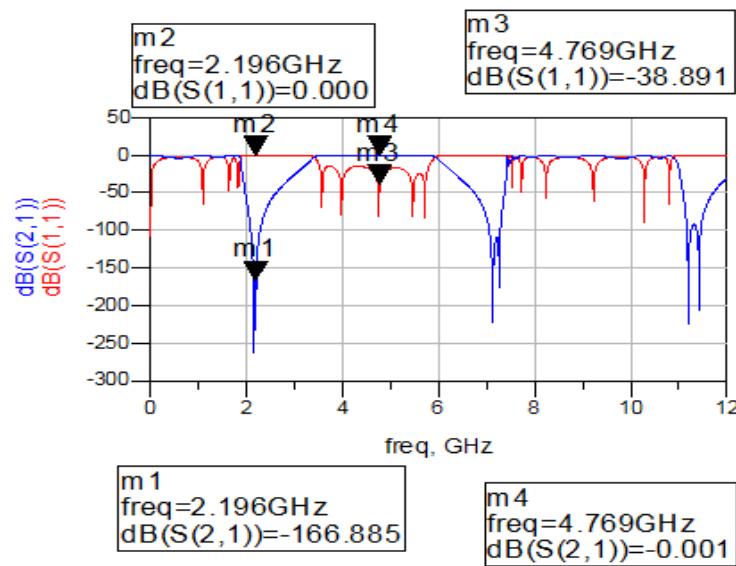
-Tăng tất cả các chiều dài l lên 1 mm:

+**Sơ đồ mô phỏng:**



Hình 5.18

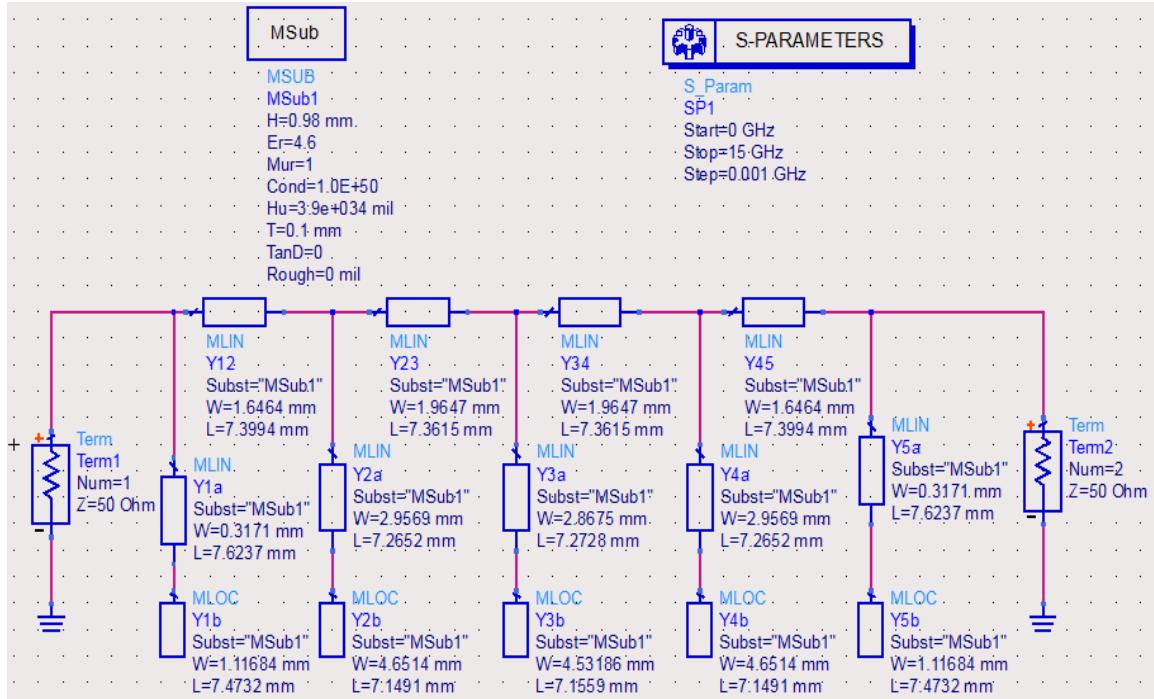
+**Kết quả mô phỏng:**



Hình 5.19

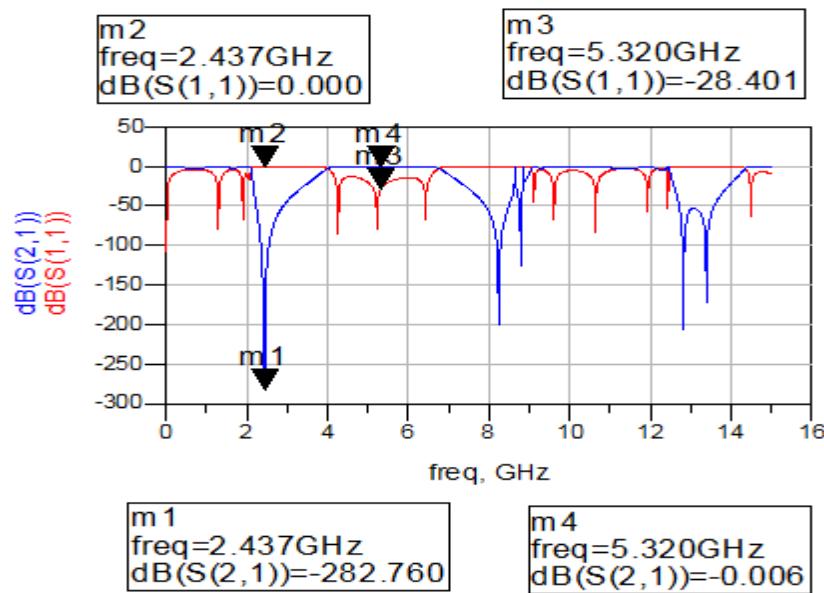
-Giảm chiều rộng đi 1 mm:

+Sơ đồ mô phỏng:



Hình 5.20

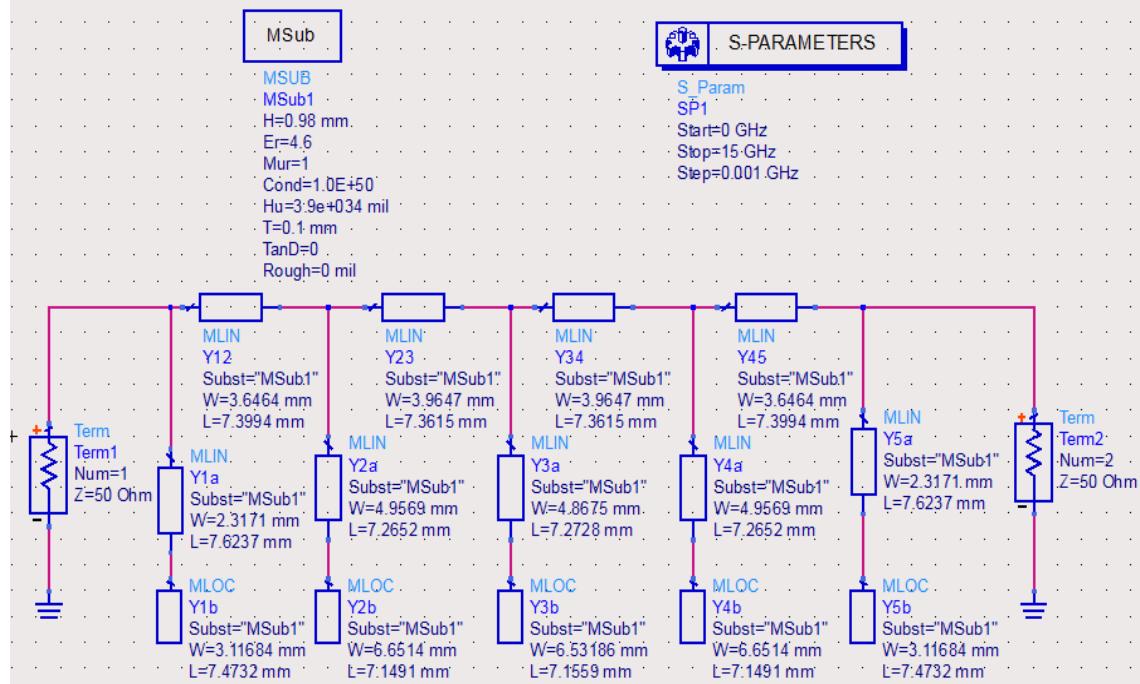
+Kết quả mô phỏng:



Hình 5.21

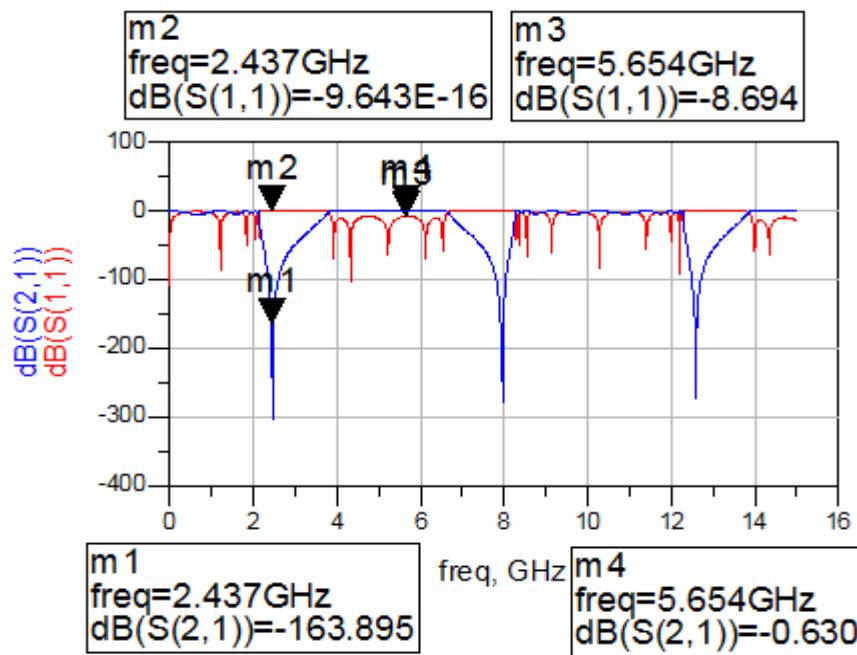
-Tăng chiều rộng lên 1 mm

+**Sơ đồ mô phỏng:**



Hình 5.22

+**Kết quả mô phỏng:**



Hình 5.23

Nhận xét:

-Khi tăng đồng thời các chiều dài thì các tần số trung tâm dài chẵn và tần số trung tâm dài thông bị dịch qua trái (giảm) cụ thể từ $2.437 \rightarrow 2.196$ và $5.32 \rightarrow 4.769$, còn khi giảm chiều dài thì các tần số bị dịch qua phải (tăng) cụ thể từ $2.437 \rightarrow 2.83$ và $5.32 \rightarrow 6.22$. Điều này là hợp lý vì chiều dài 1 tỷ lệ nghịch với tần số f

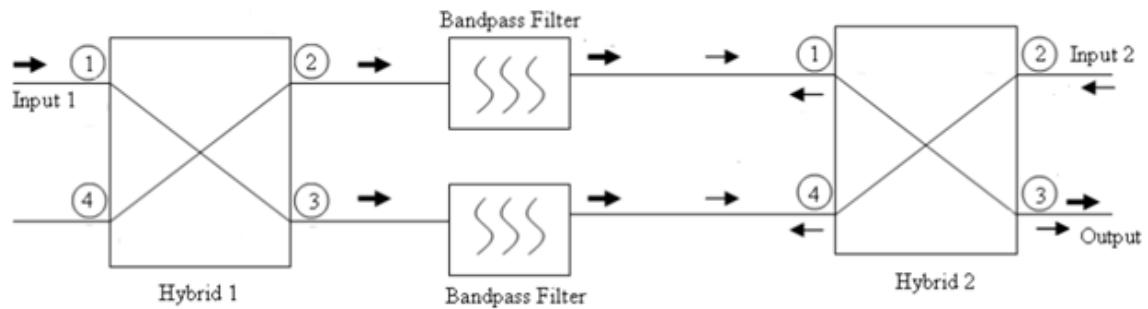
-Khi tăng hay giảm chiều dài thì các tần số trung tâm dài chẵn và tần số trung tâm dài thông hầu như không bị dịch nhưng đáp ứng của mạch lọc xấu đi

-Qua cách khảo sát sự thay đổi kích thước của các đoạn vi dải ảnh hưởng đến đáp ứng mạch lọc giúp ta nắm bắt được cách điều chỉnh để có được mạch thực tế tốt hơn

CHƯƠNG 6: THIẾT KẾ VÀ THI CÔNG MẠCH CỘNG VI DÁI

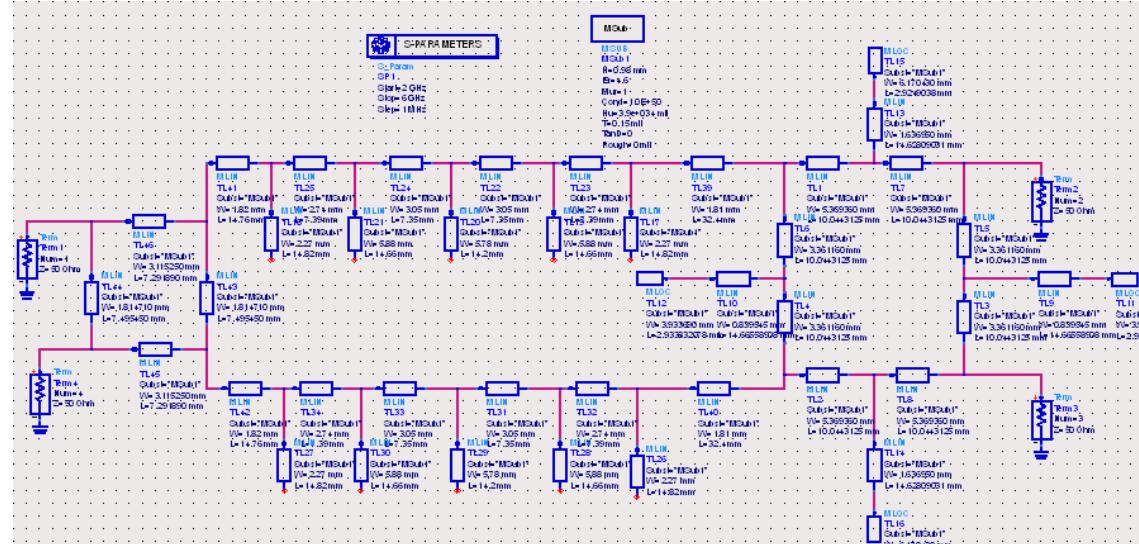
6.1 Thiết kế:

Thực hiện việc kết nối ba phần mạch (hybrid1 – mạch lọc – hybrid2) tạo thành mạch cộng như trong sơ đồ khôi sau:



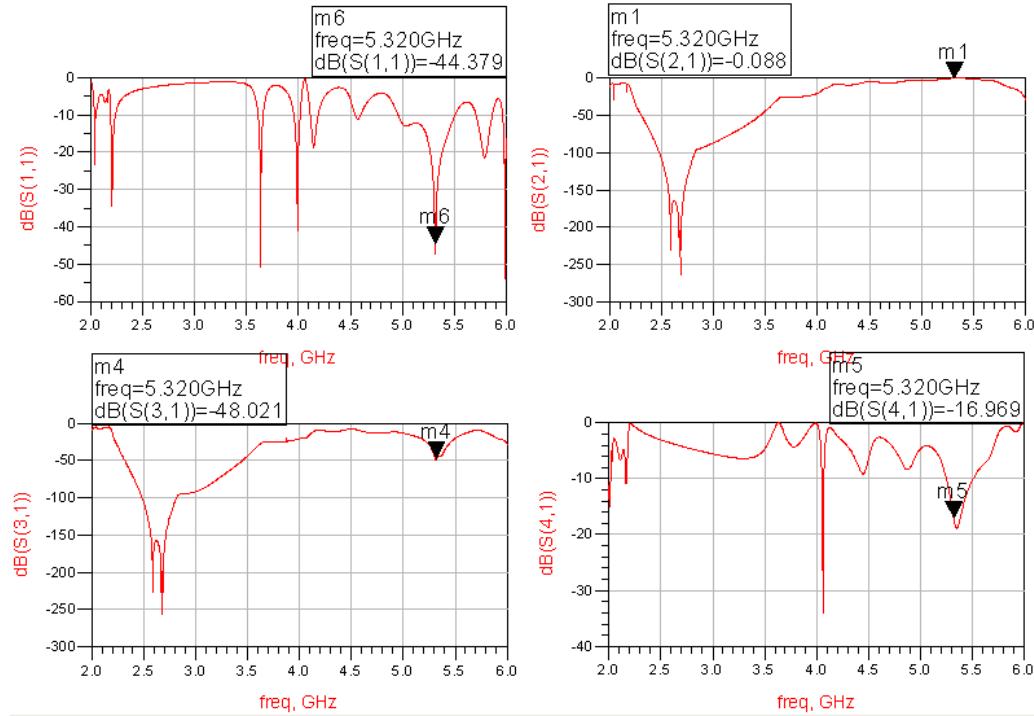
Hình 6.1

Sơ đồ mô phỏng:

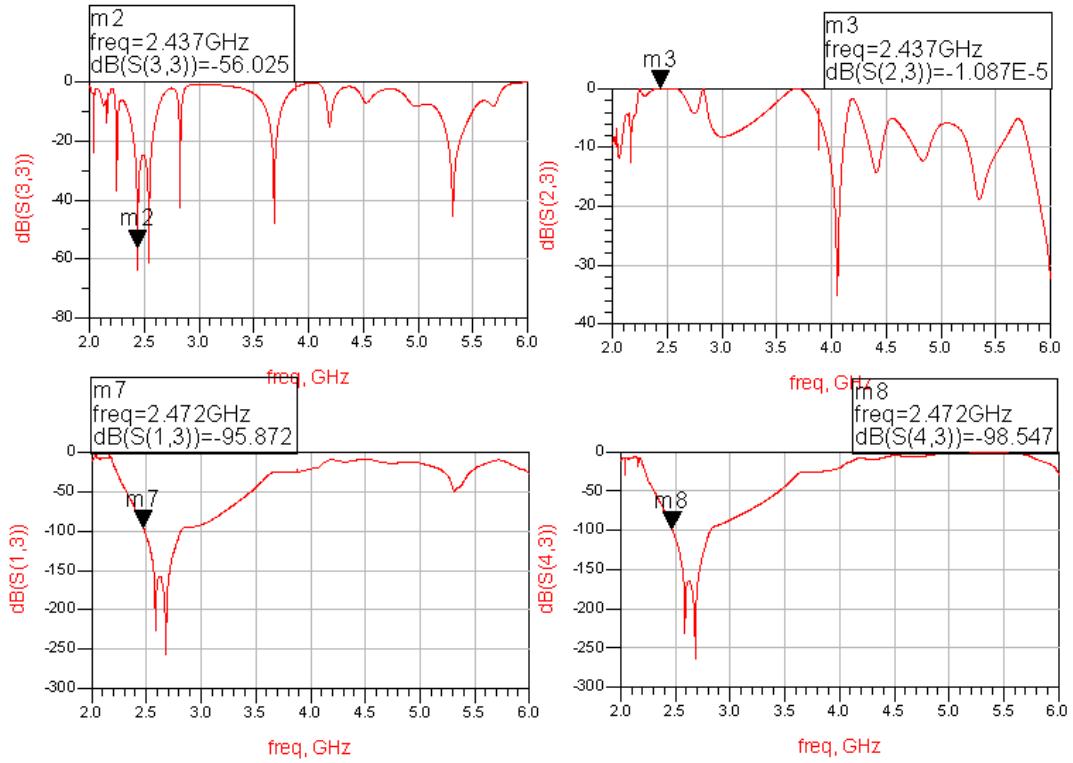


Hình 6.2

Kết quả mô phỏng:



Hình 6.3a



Hình 6.3b

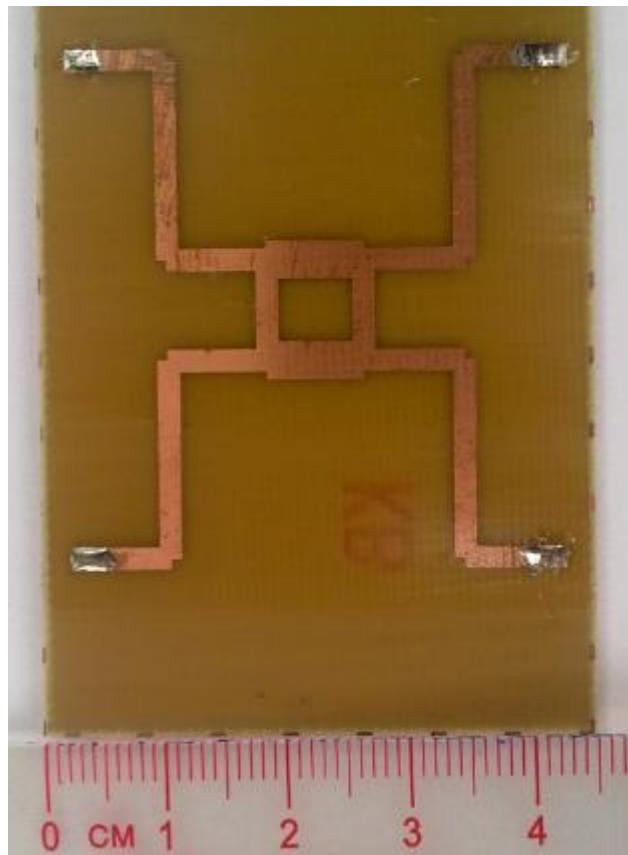
6.2 Thi công:

Mạch hybrid1:

Các kích thước của mạch:

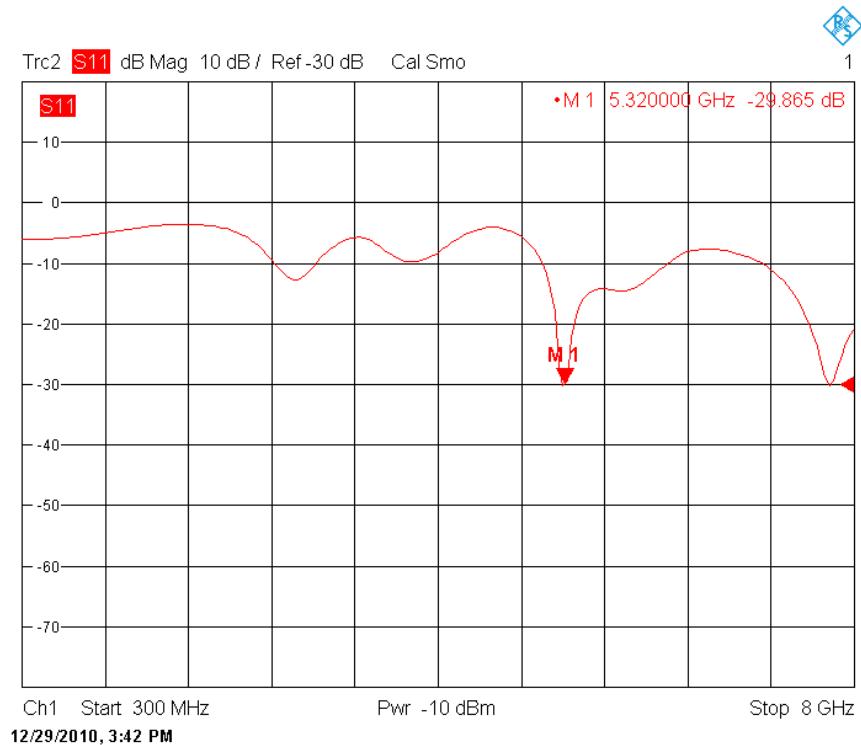
Nhánh 50Ω : $W = 1.67 \text{ mm}$ $L = 7.61 \text{ mm}$

Nhánh $50/\sqrt{2} \Omega$: $W = 2.93 \text{ mm}$ $L = 7.37 \text{ mm}$

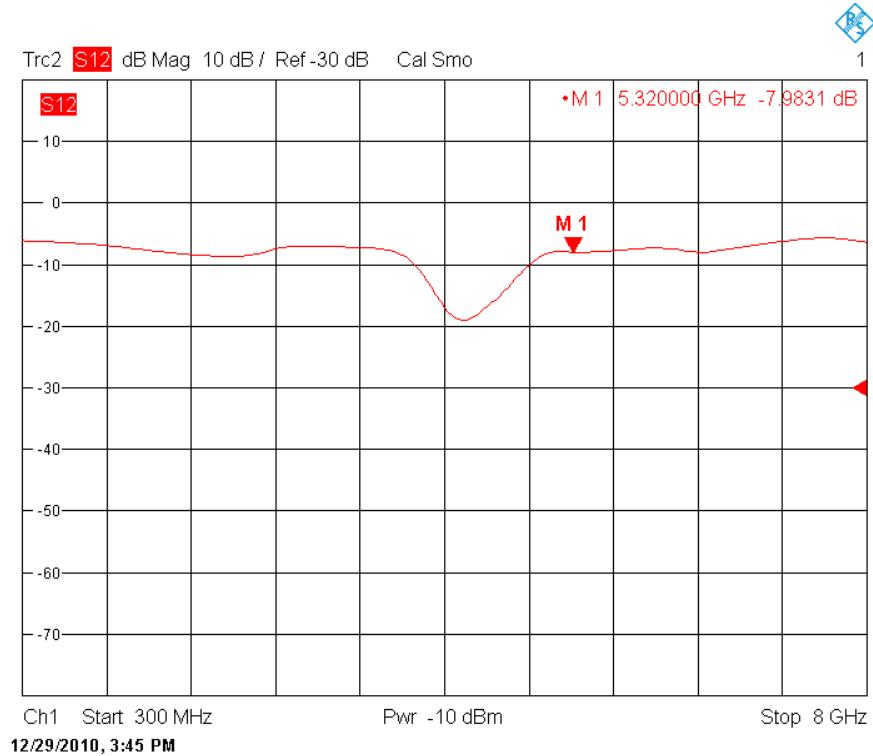


Hình 6.4a

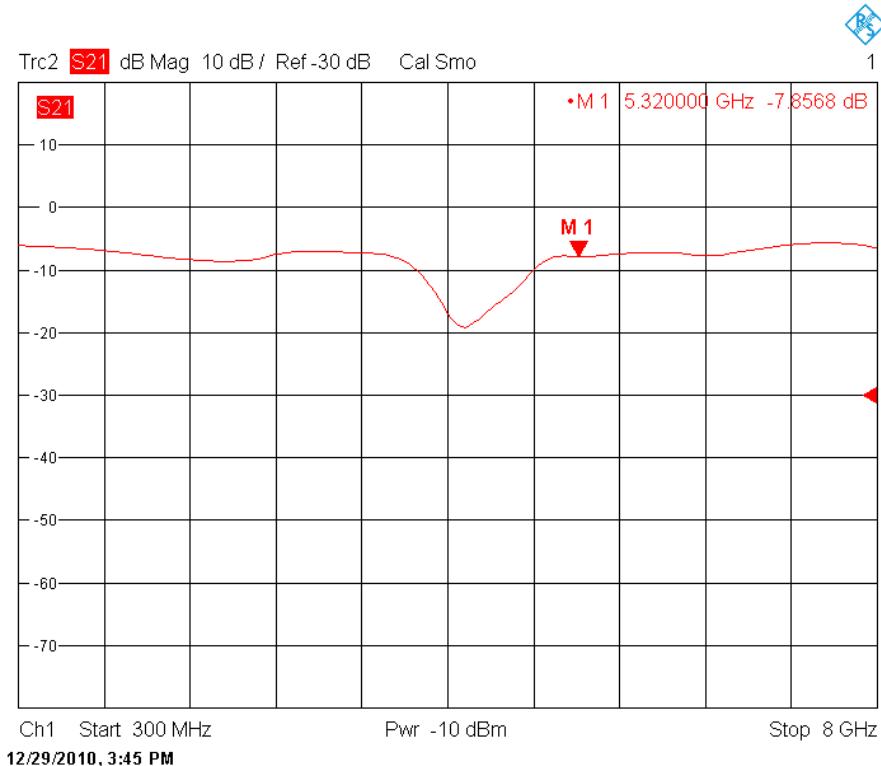
Kết quả đo đặc:



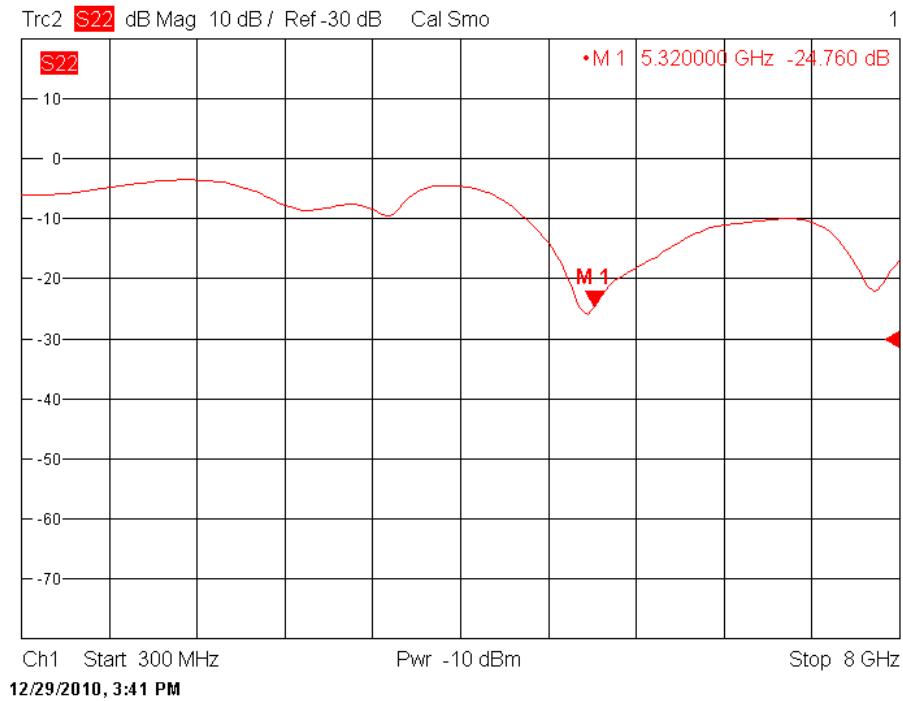
Hình 6.4b



Hình 6.4c



Hình 6.4d

*Hình 6.4e***Nhận xét:**

Các hệ số S_{11} và S_{22} lần lượt là -29.9 dB và -24.7 dB là khá tốt, tuy nhiên S_{21} và S_{12} chỉ đạt được -7.9 dB và -7.8 dB.

Tín hiệu qua mạch bị suy hao quá nhiều, điều này có thể là do các đường dây trở kháng 50Ω tại các cửa quá dài.

Mạch hybrid2:

Các kích thước của mạch:

Nhánh 33.41Ω : $W = 3.17 \text{ mm}$ $L = 10.08 \text{ mm}$

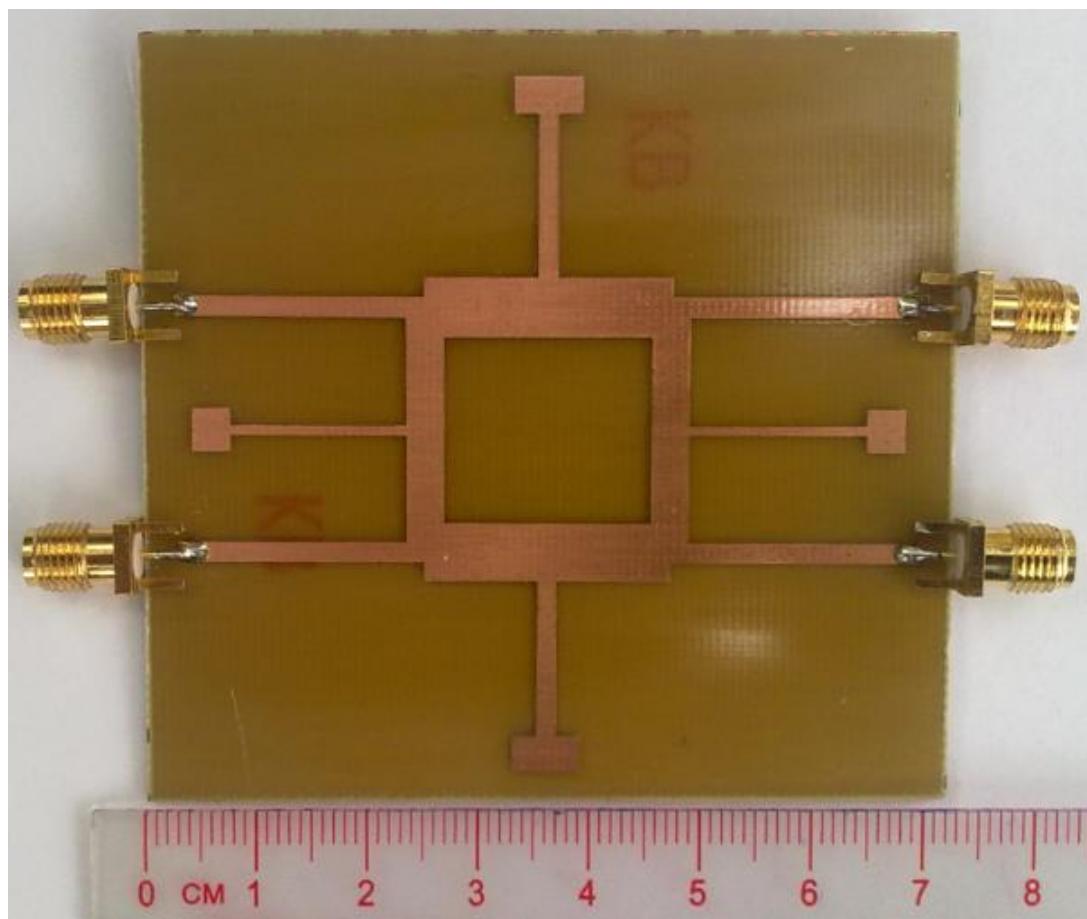
Nhánh 74.62Ω : $W = 0.73 \text{ mm}$ $L = 15.88 \text{ mm}$

Nhánh 29.85Ω : $W = 3.72 \text{ mm}$ $L = 2.92 \text{ mm}$

Nhánh 23.62Ω : $W = 5.11 \text{ mm}$ $L = 9.82 \text{ mm}$

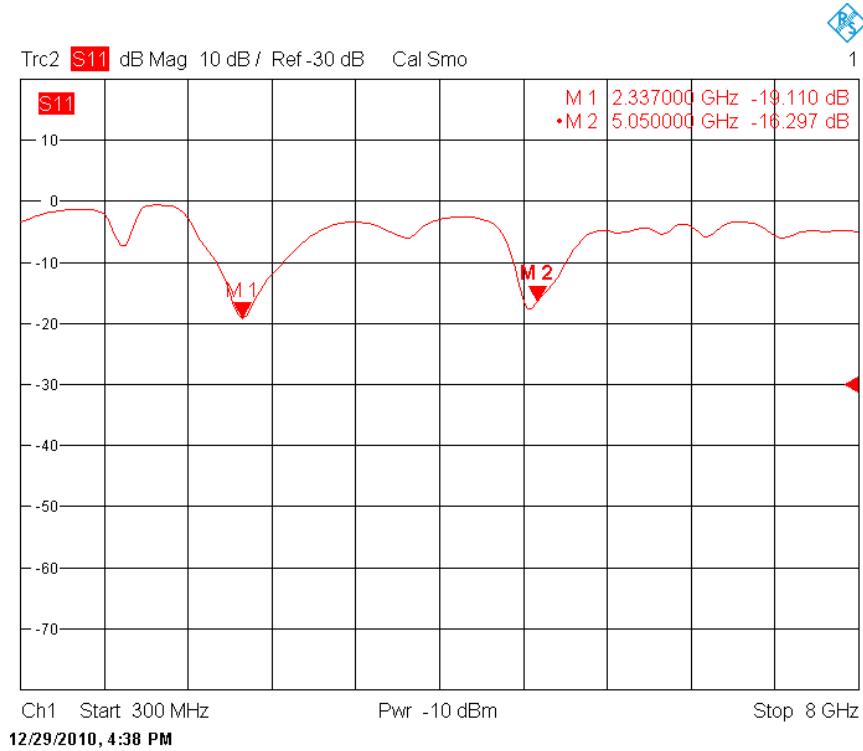
Nhánh 52.96Ω : $W = 1.50 \text{ mm}$ $L = 15.3 \text{ mm}$

Nhánh 21.18Ω : $W = 5.89 \text{ mm}$ $L = 2.84 \text{ mm}$

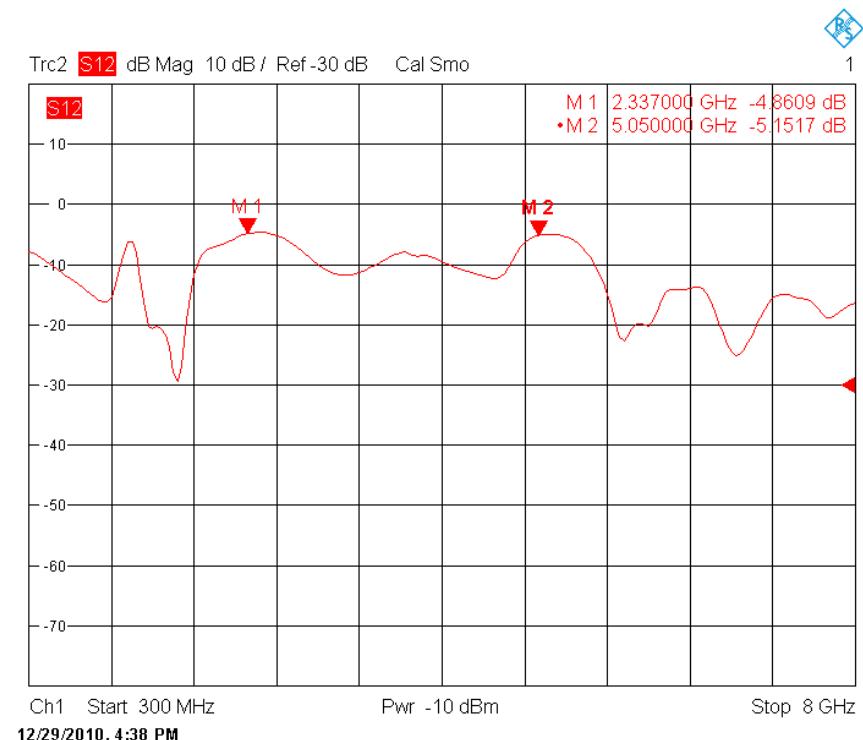


Hình 6.5a

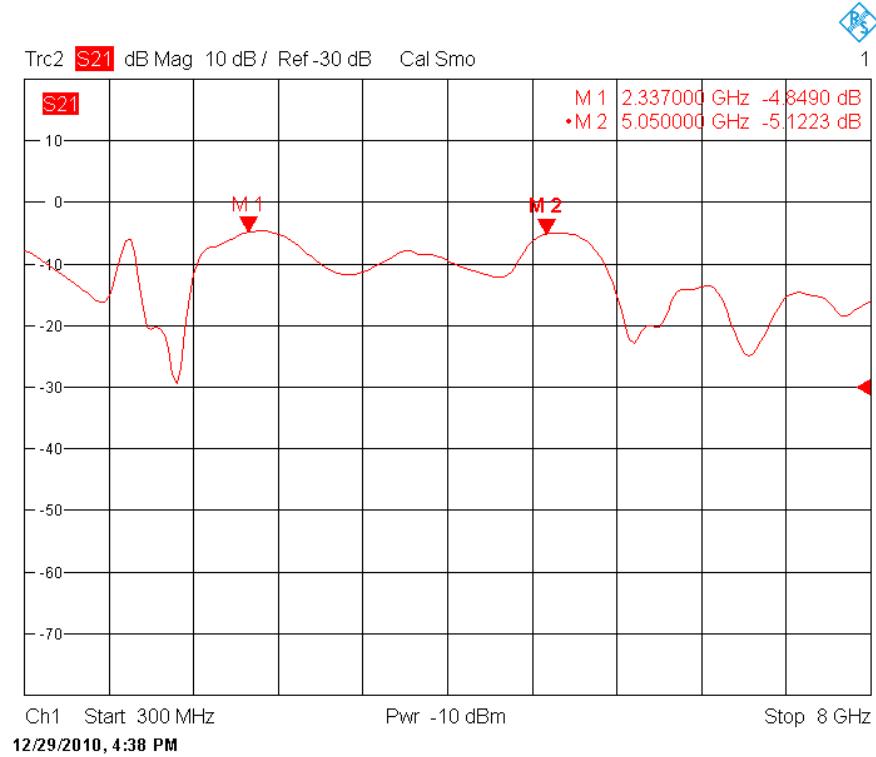
Kết quả đo đặc:



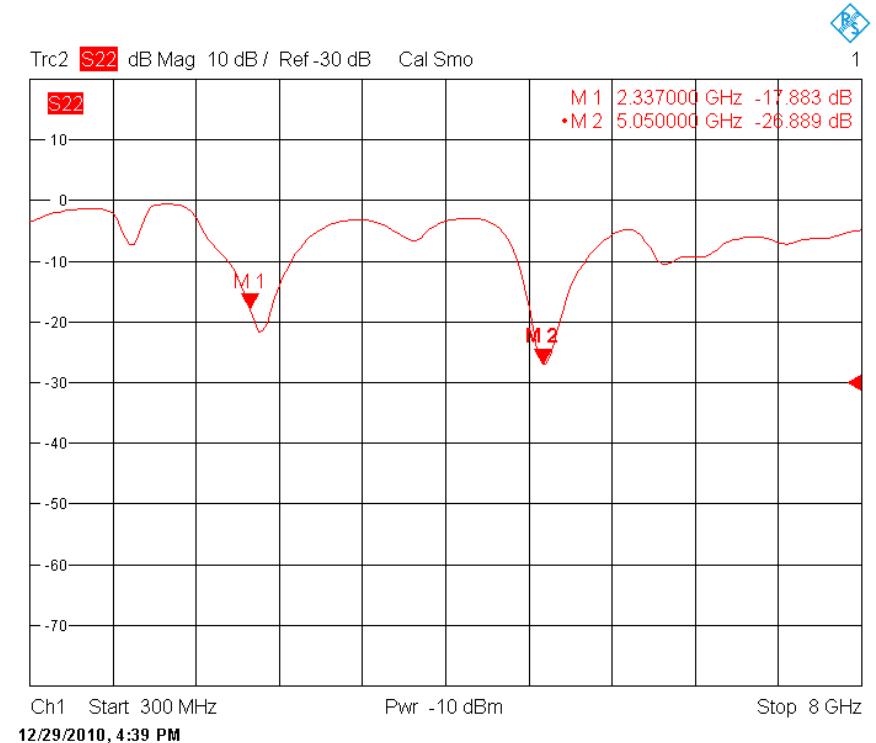
Hình 6.5b



Hình 6.5c



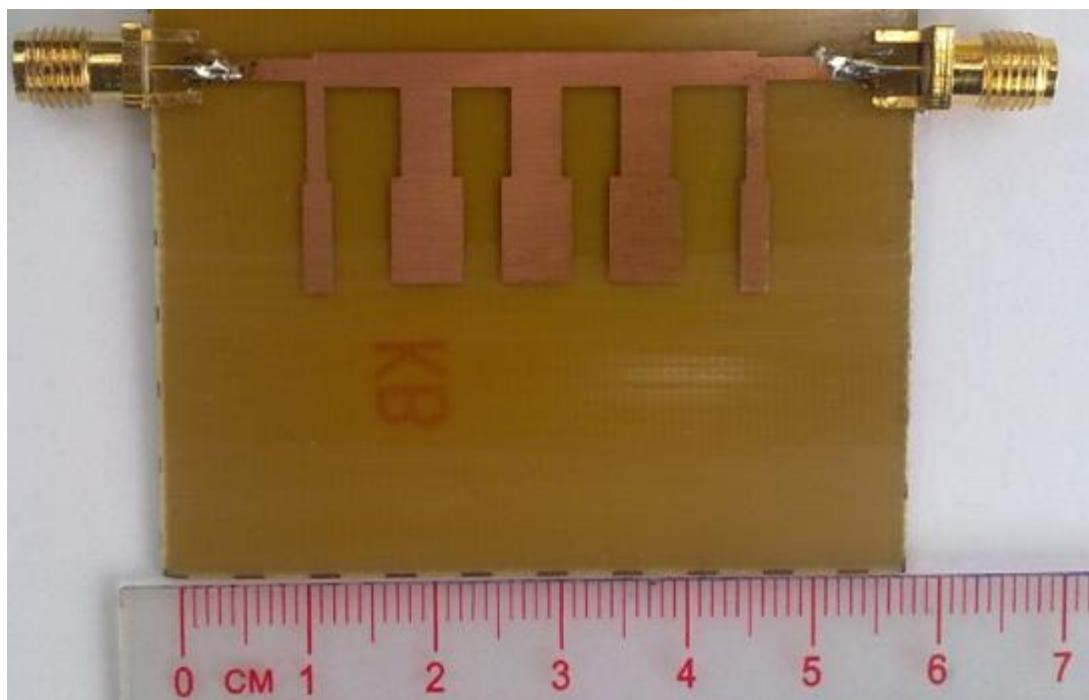
Hình 6.5d

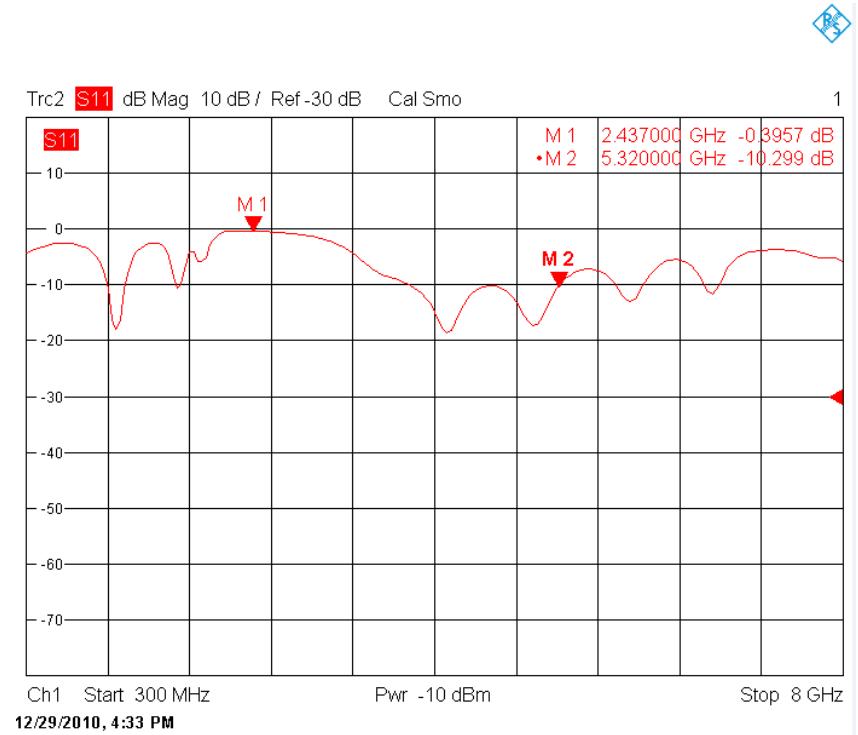


Hình 6.5e

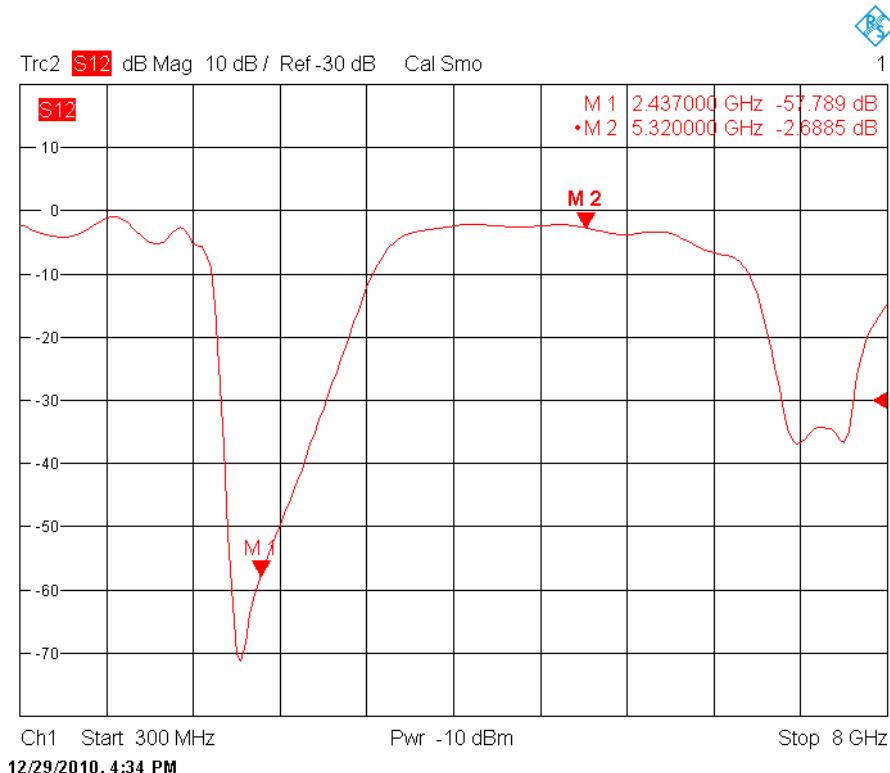
Nhận xét:

Mạch đáp ứng khá tốt tại tần số 2.34 GHz và 5.05 GHz. Tuy nhiên đây chưa phải tần số mong muốn (2.437 GHz và 5.32 GHz), do đó ta cần thiết kế lại mạch bằng cách tăng tần số thiết kế lên để mạch thực tế đáp ứng được đúng tần số mong muốn.

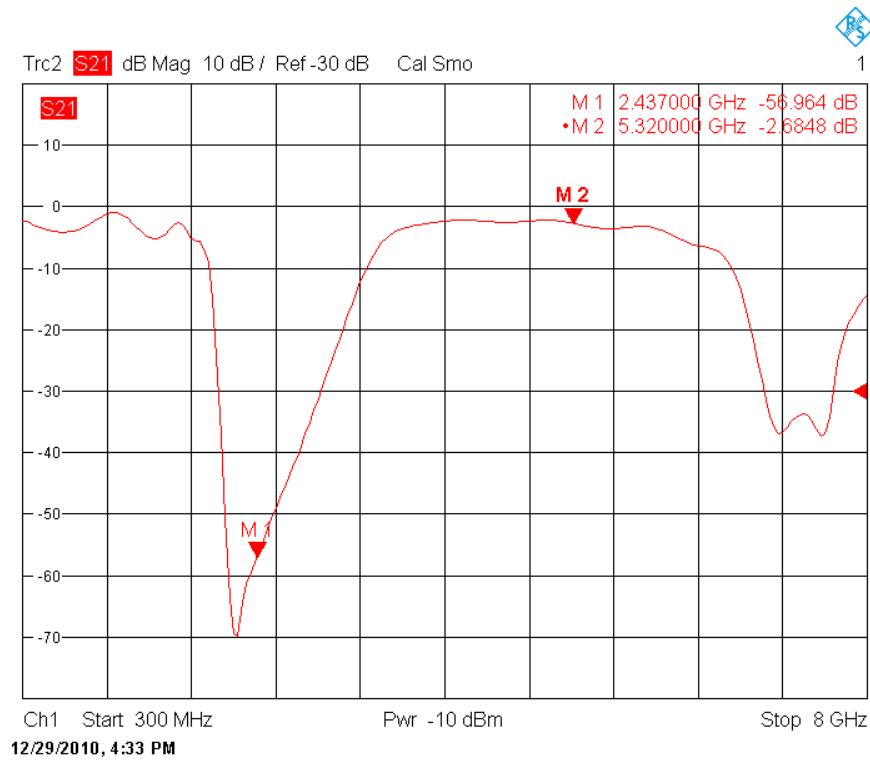
Mạch lọc:*Hình 6.6a*



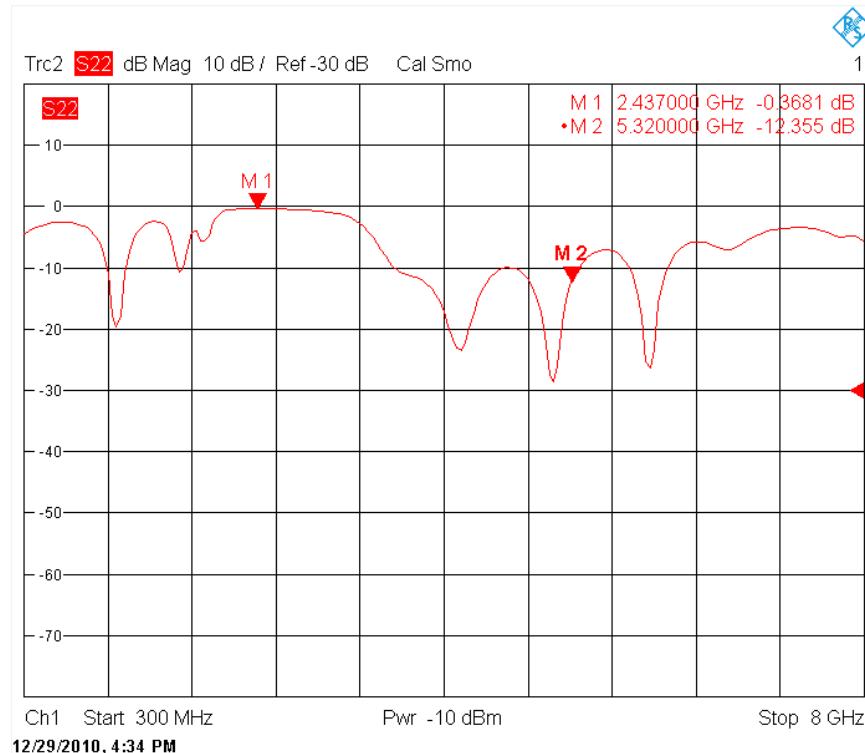
Hình 6.6b



Hình 6.6c



Hình 6.6d



Hình 6.6e

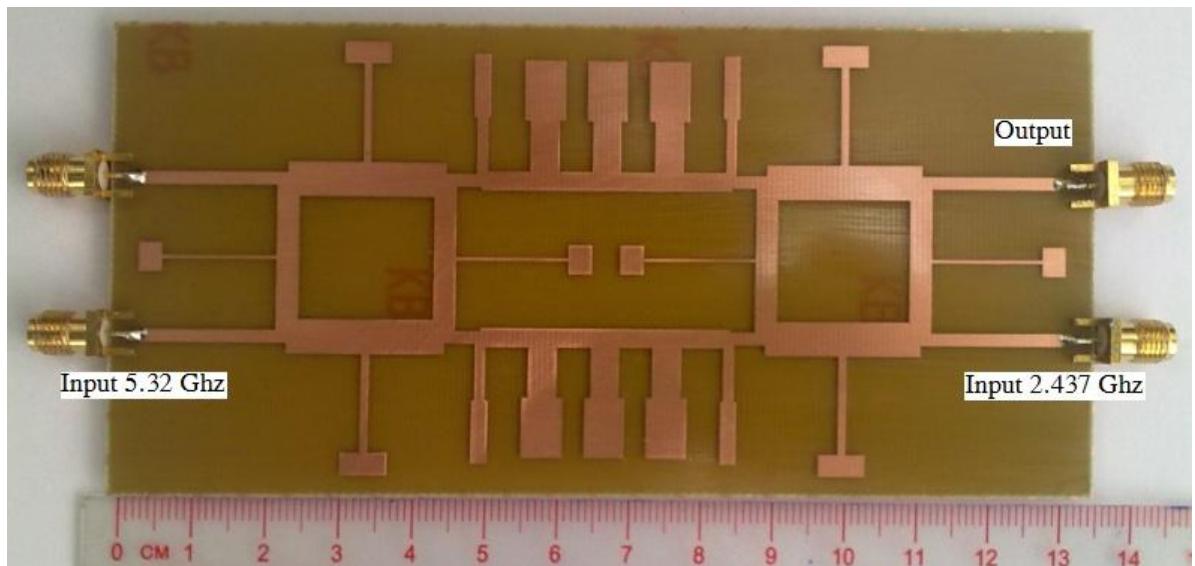
Nhận xét:

Mạch lọc có đáp ứng tốt ở tần số 2.437 Ghz và tương đối ở tần số 5.32 Ghz, mạch có sai lệch so với mô phỏng do các vấn đề sai số khi thi công tuy nhiên các thông số là có thể chấp nhận được

Mạch cộng:

Do đáp ứng của mạch hybrid1 không được tốt, kích thước mạch quá nhỏ (vì được thiết kế ở tần số cao) nên ta sử dụng mạch hybrid2 đóng vai trò của mạch hybrid1.

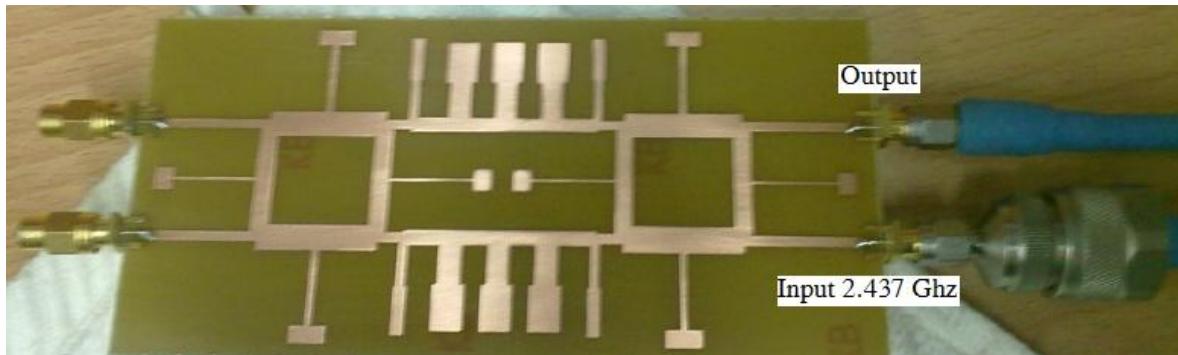
Do có sự khác biệt về pha ở tần số 5.32 GHz so với mạch hybrid1, ngõ ra Output của mạch sẽ thay đổi. Cụ thể là ngõ ra ngược phía với ngõ vào Input 5.32 GHz như trong hình 6.7



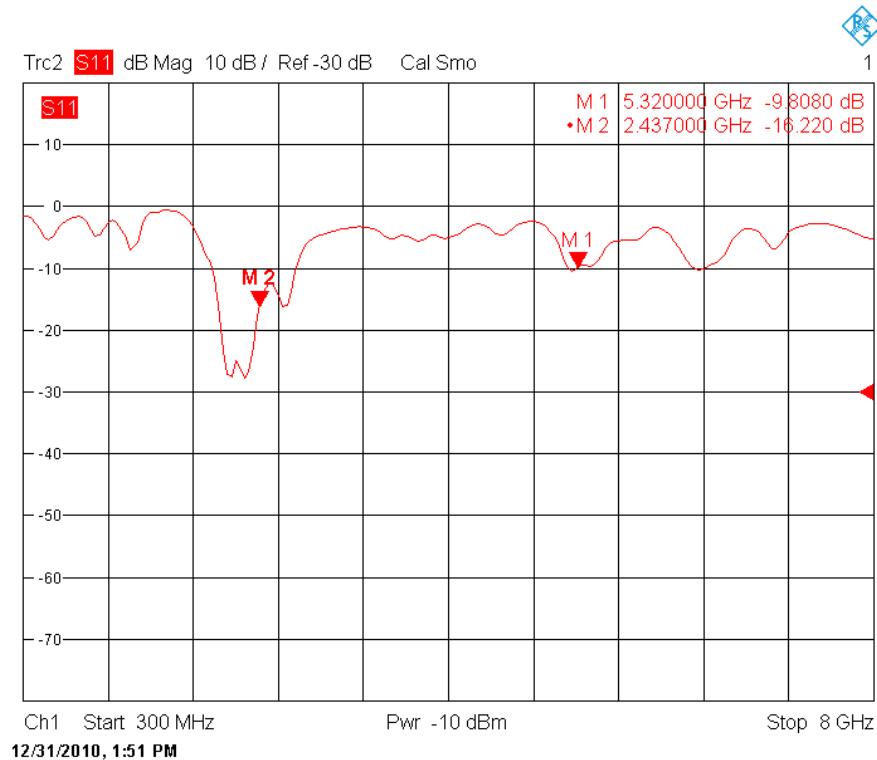
Hình 6.7

Kết quả đo đạc:

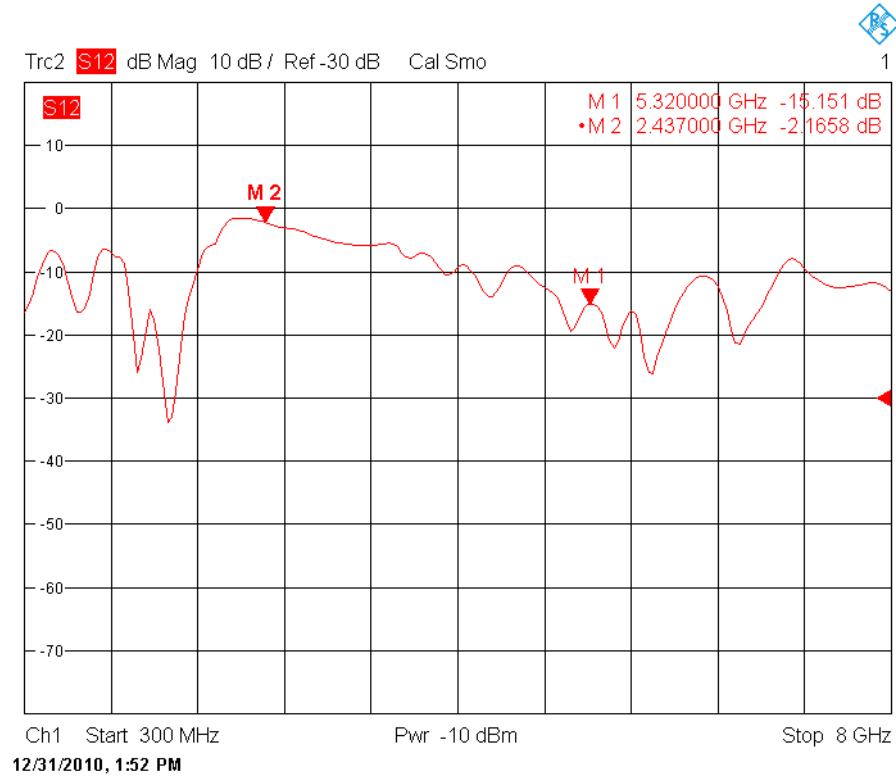
- Tân số 2.437 GHz: cửa 1 sẽ là port Input 2.437 Ghz, cửa 2 là port Output



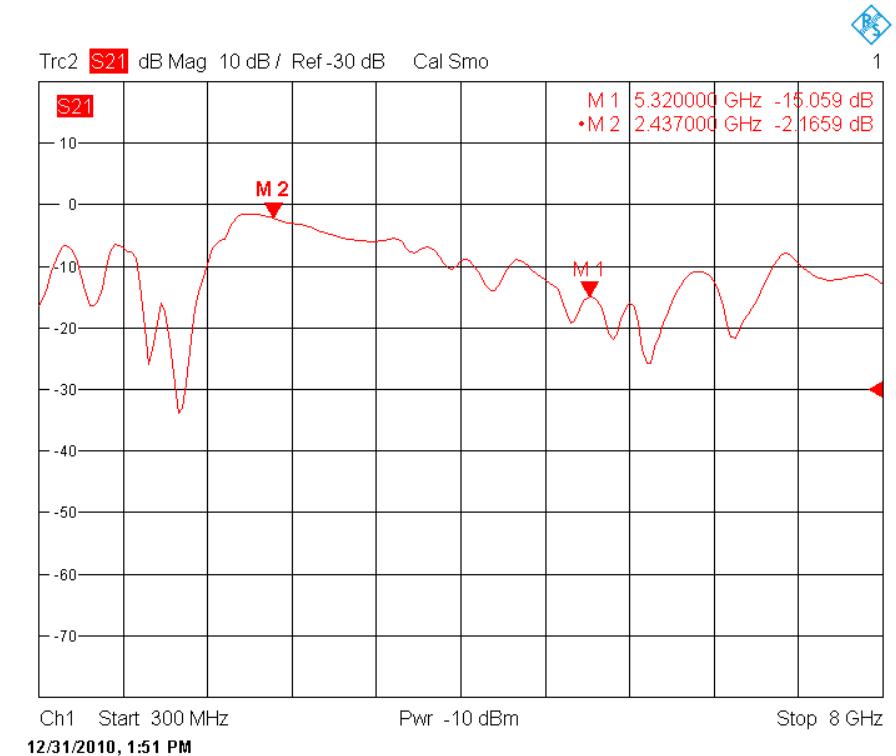
Hình 6.8a



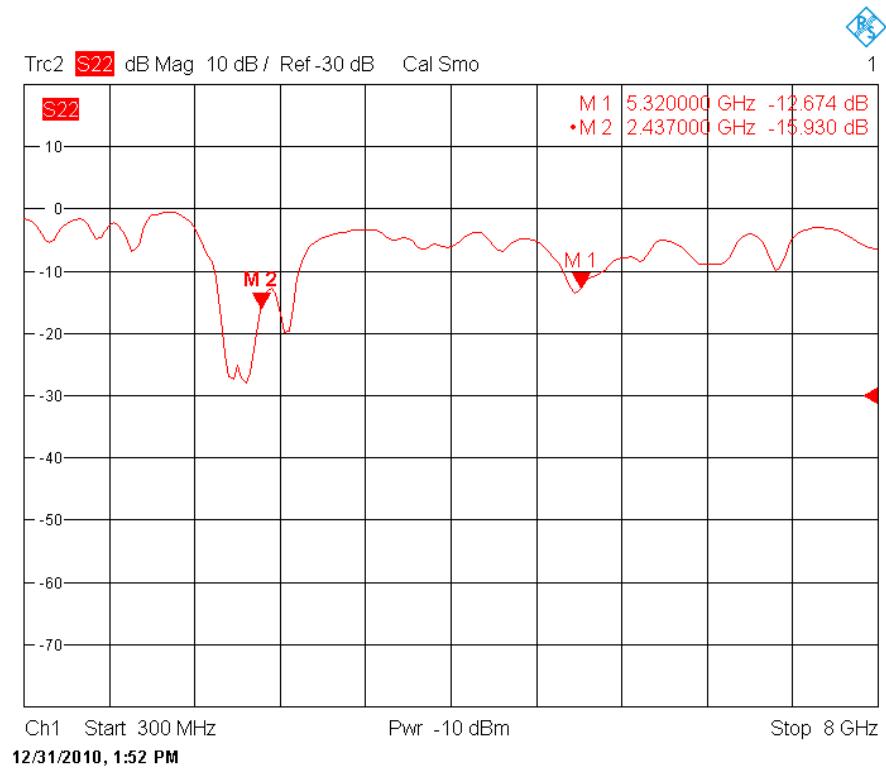
Hình 6.8b



Hình 6.8c

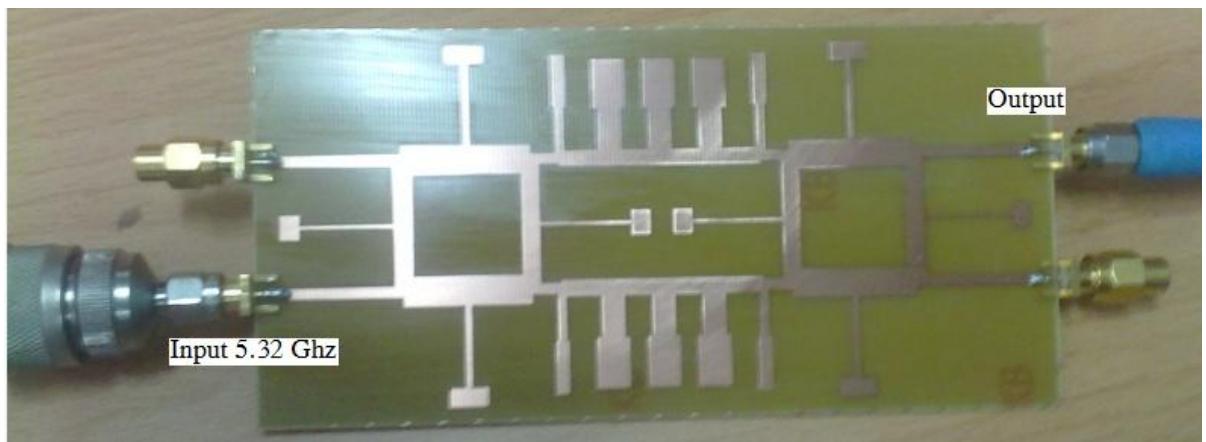


Hình 6.8d

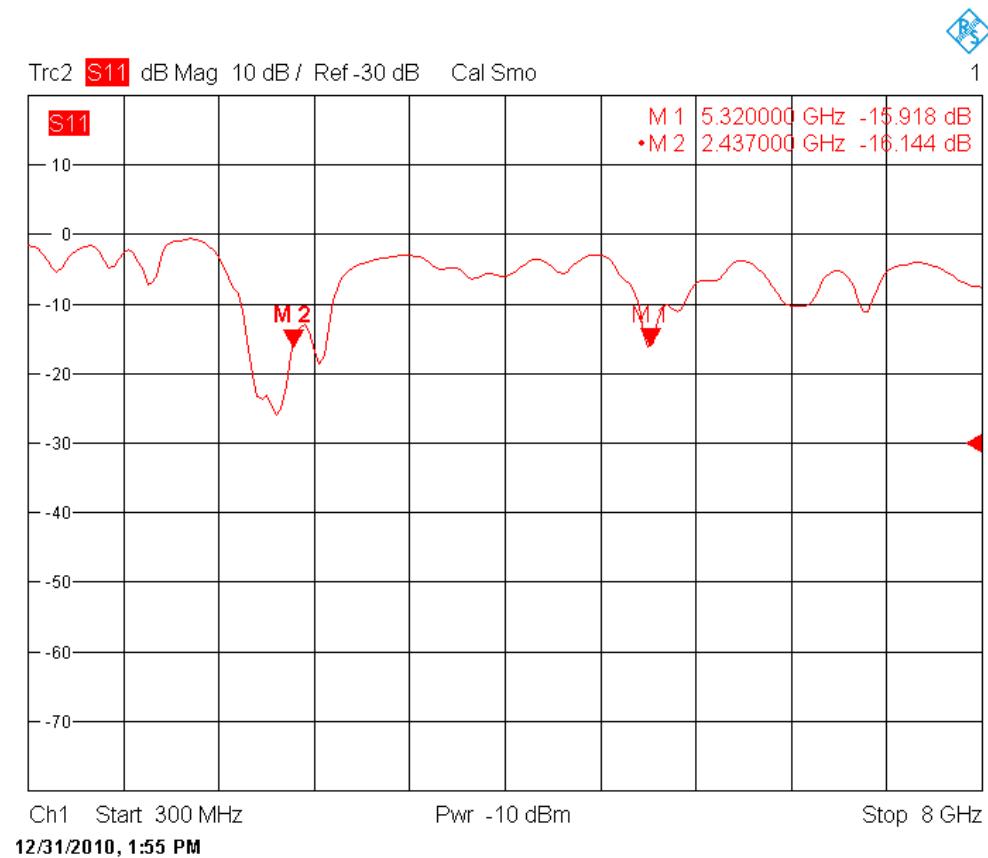


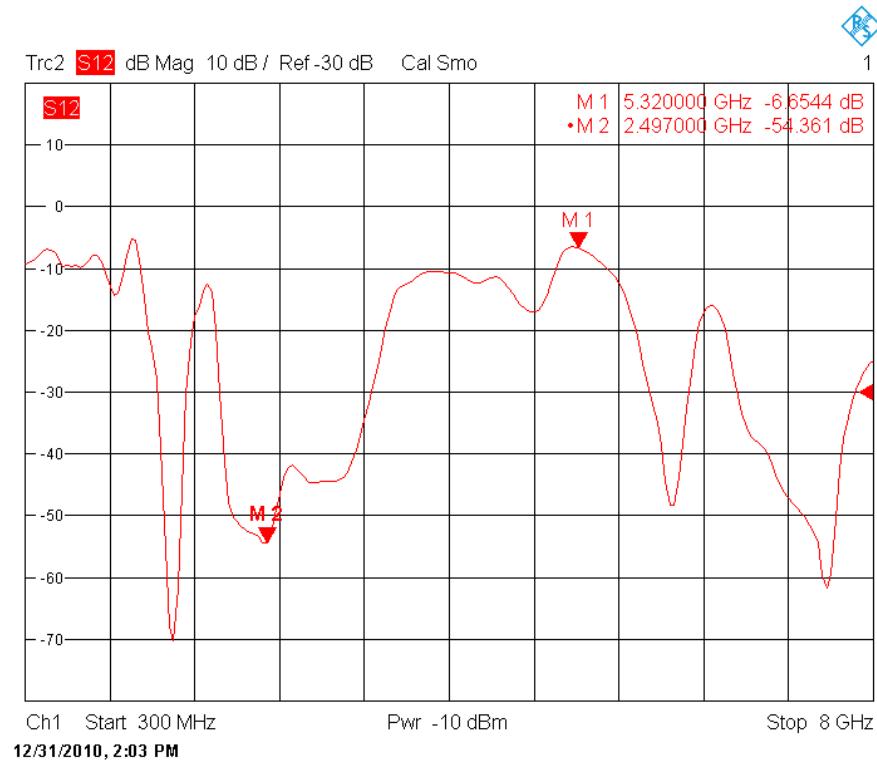
Hình 6.8e

- Tân số 5.32 GHz: cửa 1 là port Input 5.32 Ghz, cửa 2 là port Output

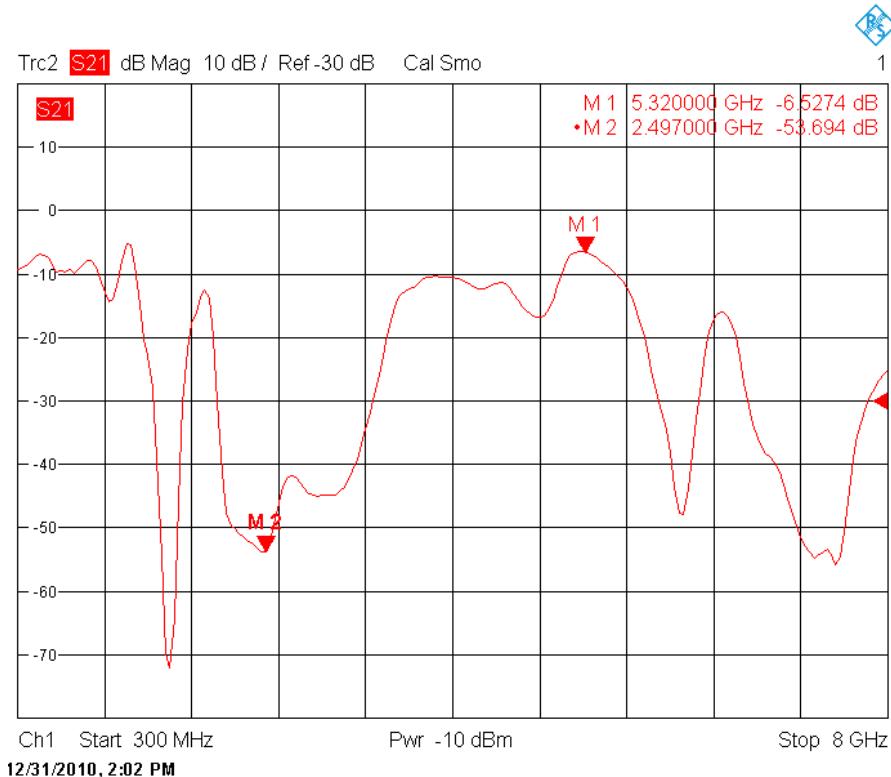


Hình 6.9a

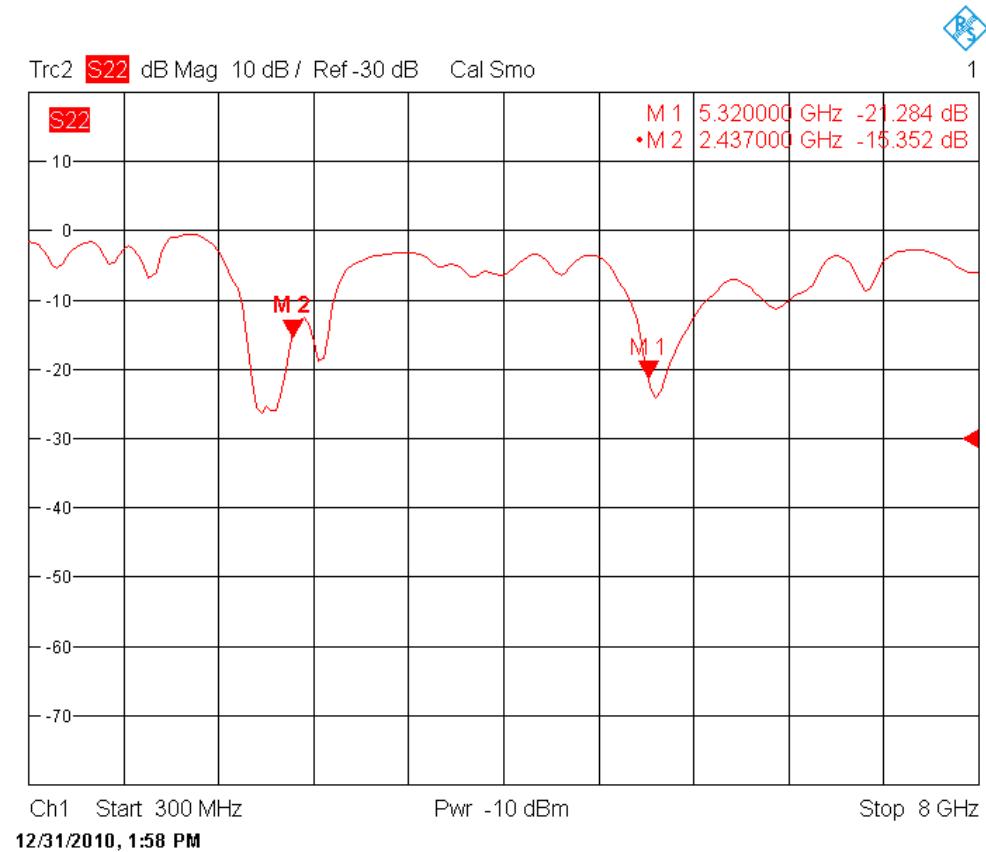
*Hình 6.9b*



Hình 6.9c



Hình 6.9d



Hình 6.9e

Nhận xét:

- Đáp ứng tương đối tốt ở tần số 2.437 GHz.
- Ở tần số 5.32 GHz đáp ứng của mạch không được tốt. S_{12} và S_{21} là -6.5 dB, tín hiệu 5.32 GHz bị suy hao đáng kể.

CHƯƠNG 7: KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN CỦA ĐỀ TÀI

Kết luận:

Luận văn đã trình bày cách phân tích, thiết kế một mạch cộng hai tín hiệu băng tần Wifi. Thi công mạch cộng bằng phương pháp vi dải.

Kết quả đo đặc mạch thực tế là tương đối đúng so với yêu cầu thiết kế, tuy nhiên có sai số và độ suy hao nhiều hơn, nguyên nhân là do:

- Mạch thực tế có hệ số suy hao α trên đường dẫn bằng đồng.
- Suy hao đáng kể chở mối nối giữa mạch và các đầu SMA (để đo mạch cần gắn bốn đầu SMA, suy hao rất nhiều).
- Sai số về kích thước trong quá trình thi công mạch.

Hướng phát triển:

Mạch cộng hai tần số có băng thông tương đối hẹp, do đó nếu ta có thể cải tiến các mạch hybrid, mở rộng băng thông thì dài tần số hoạt động của mạch tăng lên. Bằng cách đó ta có thể thiết kế xây dựng mạch cộng băng thông rộng (wideband)

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Vũ Đình Thành, *Lý thuyết sơ sở kỹ thuật siêu cao tần*, NXB Đại Học Quốc gia TP. HCM
- [2] Vũ Đình Thành, *Mạch siêu cao tần*, NXB Đại Học Quốc gia TP. HCM
- [3] David M. Pozar, *Mircowave Engineering*
- [4] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*
- [5] Chris Bowick, Newnes, *RF Circuit Design*
- [6] Devendra K. Misra, *Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits*
- [7] <http://pesona.mmu.edu.my/~wlkung/ADS/ads.htm> (phần lý thuyết đường truyền vi dải và mạng 3, 4 cửa).
- [8] Thomas Kugelstadt, Op Amps for Everyone , Chappter 16: Active Filter Design Techniques
- [9] IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES,
VOL. 58, NO. 5, MAY 2010
“Compact Dual-Band Branch-Line and Rat-Race Couplers With Stepped-Impedance-Stub Lines”
Kuo-Sheng Chin, Ken-Min Lin, Yen-Hsiu Wei, Tzu-Hao Tseng, Yu-Jie Yang