

Nghiên cứu, phát triển bộ lọc ghép chéo trên ống dẫn sóng chữ nhật dùng tấm chèn mặt phẳng E

Nguyễn Minh Thắng^{1*}, Phạm Hữu Lập¹, Nguyễn Đình Thuận²

¹Viện Ra đa, Viện Khoa học và Công nghệ quân sự;

²Cục Kỹ thuật Binh chủng, Tổng cục Kỹ thuật.

*Email: minhthang.mta@gmail.com

Nhận bài: 31/8/2022; Hoàn thiện: 15/11/2022; Chấp nhận đăng: 28/11/2022; Xuất bản: 23/12/2022.

DOI: <https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.FEE.2022.112-120>

TÓM TẮT

Nhằm đáp ứng nhu cầu thực tiễn là tạo ra các bộ lọc trên ống dẫn sóng chữ nhật có kích thước gọn nhẹ với độ phẩm chất cao ứng dụng trong các hệ thống vô tuyến nói chung và hệ thống ra đa nói riêng. Bài báo tiến hành nghiên cứu khả năng thực hiện các bộ lọc ghép chéo với các điểm không truyền dẫn trong ống dẫn sóng chữ nhật bằng cách dùng các tấm chèn đặt trong mặt phẳng E. Xác định các loại mạch cộng hưởng và các sơ đồ ghép nối có thể được thực thi trong ống dẫn sóng có tính đến các ràng buộc về mặt công nghệ, từ đó, xây dựng và phát triển một quy trình thiết kế phù hợp để thực hiện bộ lọc ghép chéo. Bài báo cũng trình bày tính toán và mô phỏng một ví dụ thiết kế bộ lọc ghép chéo dùng tấm chèn mặt phẳng E trong ống dẫn sóng chữ nhật dựa trên sự kết hợp giữa vách ngăn và các mạch cộng hưởng Stripline để kiểm chứng tính đúng đắn của lý thuyết và phương pháp thiết kế.

Từ khóa: Hàm truyền bộ lọc; Đa thức Chebyshev tổng quát; Ghép chéo; Ma trận ghép; Hệ số ghép; Hệ số phẩm chất; Điểm không truyền dẫn; Tấm chèn mặt phẳng E.

1. MỞ ĐẦU

Với sự phát triển nhanh của mạng vô tuyến, các hệ thống thông tin liên lạc, máy thu đa kênh trong ra đa hiện đại,... đòi hỏi các bộ lọc siêu cao tần được thiết kế có độ chọn lọc cao, suy hao nhỏ và dải chắn rộng để sử dụng hiệu quả tài nguyên phổ điện từ, đồng thời cũng đặt ra yêu cầu kích thước nhỏ gọn và giá thành rẻ.

Các bộ lọc phẳng trên mạch dải có ưu điểm gọn nhẹ, chi phí chế tạo rẻ và dễ dàng tích hợp với các phần tử khác. Tuy nhiên, bộ lọc loại này có hệ số phẩm chất thấp nên tổn hao khá lớn và công suất chịu đựng bị hạn chế. Ngược lại bộ lọc thực hiện trên ống dẫn sóng có hệ số phẩm chất Q rất cao (lên tới 30000) và chịu được công suất lớn. Nhược điểm của loại này là kích thước tương đối lớn, đòi hỏi quá trình chế tạo tốn nhiều thời gian, phức tạp và chi phí đắt. Mục đích của nghiên cứu nhằm đáp ứng nhu cầu thực tiễn là tạo ra bộ lọc trên ống dẫn sóng có kích thước gọn nhẹ, độ phẩm chất cao dựa trên ưu điểm của hai loại bộ lọc nêu trên.

Các bộ lọc trên ống sóng chữ nhật dùng tấm chèn mặt phẳng E tiêu chuẩn được sắp xếp bằng cấu hình ghép trực tiếp, chỉ có một đường truyền đơn giữa nguồn và tải nên có đáp ứng tần số toàn điểm cực. Sự tương tác giữa các mạch cộng hưởng kề nhau được thực hiện bởi các vách ngăn kim loại, kết hợp với nhau trên tấm chèn đặt ở mặt phẳng E bên trong ống sóng. Tấm chèn này có thể là một tấm mạch dải với vách ngăn được ăn mòn ở lớp kim loại trên (lớp top), còn lớp kim loại dưới (lớp bottom) được loại bỏ. Tuy nhiên, lớp bottom có thể thực hiện các ghép chéo trong các bộ lọc ống sóng mặt phẳng E bằng cách tạo ra các mạch cộng hưởng trên nó. Sự kết hợp giữa vách ngăn và một mạch cộng hưởng tạo thành một mô đun lọc đơn có ghép chéo với một điểm không truyền dẫn được tạo ra, mô đun lọc đơn này được giới thiệu ở [1].

Trên cơ sở mô đun lọc đơn đã được nghiên cứu, bài báo đã khảo sát mở rộng mô đun lọc bậc cao hơn bằng cách đặt thêm các mạch cộng hưởng trên đường truyền mạch dải. Sự mở rộng tăng bậc bộ lọc sẽ tạo ra thêm các điểm không truyền dẫn và do đó cải thiện hơn đặc tính dải chắn của nó. Bài báo cũng đã trình bày quy trình thiết kế bộ lọc có thực hiện ghép chéo trên ống dẫn sóng

chữ nhật dùng các tấm chèn mặt phẳng E dựa trên tính toán và mô phỏng bởi các phần mềm hỗ trợ Matlab, CST Microwave Studio [2].

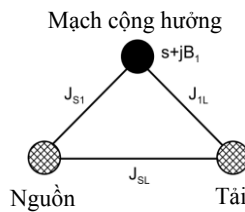
2. KHẢO SÁT CÁC DẠNG MÔ ĐUN LỌC SỬ DỤNG GHÉP CHÉO

Trong mục này khảo sát, phân tích các dạng mô đun lọc (bao gồm vách ngăn và các mạch cộng hưởng) dùng cho các bộ lọc ghép chéo mặt phẳng E, nêu ra cấu trúc, tính chất chính cũng như cách thực hiện chúng trên tấm chèn mạch dải.

2.1. Mô đun lọc đơn

Là mô đun lọc đơn giản nhất chỉ gồm một khung cộng hưởng đơn và nó tạo ra một cặp điểm cực – điểm không do ghép vòng nguồn – tải.

2.1.1. Mô hình của mô đun lọc đơn và phân tích



Hình 1. Biểu diễn sơ đồ ghép của một mô đun lọc đơn.

Sơ đồ ghép của một mô đun đơn được mô tả ở hình 1. Nó bao gồm ba nút là nguồn, tải và một mạch cộng hưởng. Các đường nối liền giữa các nút biểu diễn các ghép nối giữa chúng; hai trong số ghép nối này tạo thành đường truyền chính (nguồn – mạch cộng hưởng và mạch cộng hưởng – tải); đường thứ ba là ghép vòng giữa nguồn với tải. Theo Amari và Bornemann [5], sơ đồ ghép này tạo ra một điểm không truyền dẫn vì chỉ có một mạch cộng hưởng được vòng qua. Ma trận ghép tương ứng với sơ đồ ghép có dạng sau:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & J_{S1} & J_{SL} \\ J_{S1} & B_1 & J_{1L} \\ J_{SL} & J_{1L} & 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

trong đó, J_{ij} là nghịch đảo dẫn nạp giữa các ghép nối, B_1 là tổng điện nạp của mạch cộng hưởng.

Với các mô đun lọc đơn đối xứng, ma trận được đơn giản hóa bởi $J_{S1} = J_{1L}$.

Biểu thức cho các tham số tán xạ S khai triển từ ma trận ghép nhận được như sau:

$$S_{11} = -\frac{(1 - J_{SL}^2)(\Omega + B_1) + 2J_{S1}J_{1L}J_{SL} + j(J_{S1}^2 - J_{1L}^2)}{(1 + J_{SL}^2)(\Omega + B_1) - j(J_{S1}^2 + J_{1L}^2) - 2J_{S1}J_{1L}J_{SL}}. \quad (2)$$

$$S_{21} = -2j \frac{J_{SL}(\Omega + B_1) - J_{S1}J_{1L}}{(1 + J_{SL}^2)(\Omega + B_1) - j(J_{S1}^2 + J_{1L}^2) - 2J_{S1}J_{1L}J_{SL}}. \quad (3)$$

trong đó, Ω là biến tần số thông thấp.

Mô hình mô đun lọc đơn có một điểm không tại Ω_z và một điểm cực tại Ω_p :

$$\Omega_z = \frac{J_{S1}J_{1L}}{J_{SL}}. \quad (4)$$

$$\Omega_p = -\frac{2J_{S1}J_{1L}J_{SL} + j(J_{S1}^2 - J_{1L}^2)}{1 - J_{SL}^2}. \quad (5)$$

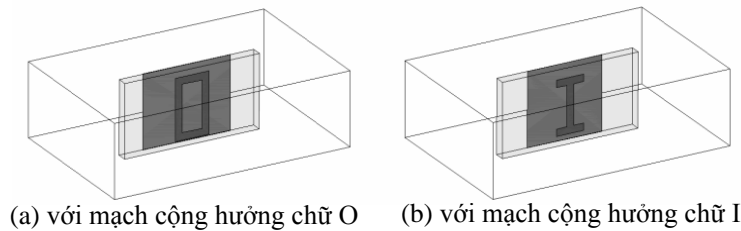
Vị trí điểm không và điểm cực được xác định bởi ba ghép nối khả dụng theo sơ đồ ghép của nó. Điểm không truyền dẫn luôn xuất hiện ở một tần số thực nào đó. Nếu giá trị của tất cả các ghép nối là dương, điểm không truyền dẫn sẽ nằm ở dải chắn trên, còn nếu số lẻ ghép nối giá trị âm thì nó nằm ở dải chắn dưới. Từ công thức (5) ta thấy rằng, mô đun đơn có một điểm cực ở một tần số phức. Tuy nhiên, nó có thể chuyển thành tần số thực với $|J_{S1}| = |J_{1L}|$.

Sai lệch giữa các vị trí cực điểm và không điểm của một mô đun đơn ở tần số thực có thể được tính toán như sau:

$$\Omega_Z - \Omega_P = \frac{J_{S1}J_{1L}}{J_{SL}} \cdot \frac{1 + J_{SL}^2}{1 - J_{SL}^2}. \quad (6)$$

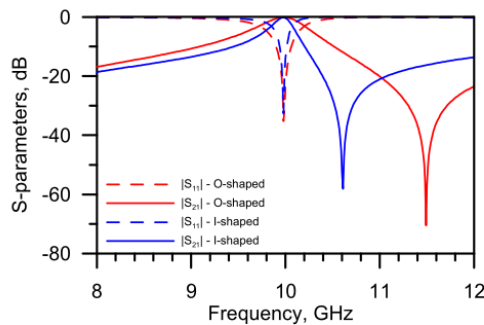
Điều này minh chứng cho sự linh động trong việc thiết lập các điểm không truyền dẫn với băng thông đưa ra, đó là đặc điểm quan trọng trong việc thiết kế bộ lọc theo mô đun dựa trên mô đun đơn cho các ứng dụng khác nhau.

2.1.2. Cấu trúc mô đun lọc đơn



Hình 2. Các cấu hình mô đun lọc đơn trong ống dẫn sóng chữ nhật.

Hai cấu hình mô đun lọc đơn được mô tả ở hình 2. Cả hai mô đun lọc này có cấu trúc gồm một tấm chèn bằng mạch dải đặt trong mặt phẳng E của một ống dẫn sóng chữ nhật thông thường. Các tấm chèn này có dạng chữ nhật với mạch cộng hưởng được ăn mòn ở một mặt, còn vách ngăn kim loại đặt ở mặt còn lại. Vách ngăn đóng vai trò như một bộ nghịch đảo và thực hiện ghép trực tiếp giữa nguồn với tải. Ghép nối giữa nguồn, tải và mạch cộng hưởng được thực hiện bởi sự tương tác giữa chế độ cộng hưởng trong mạch cộng hưởng và chế độ truyền sóng trong ống sóng chữ nhật.



Hình 3. Đáp ứng tần số mô phỏng của các mô đun lọc đơn đề xuất.

Đáp ứng tần số của các mô đun lọc đơn đề xuất, thu được bởi bộ phân tích EM Ansoft HFSS™ được mô tả ở hình 3. Các tham số S chỉ ra rằng mô đun lọc đơn tạo ra một điểm không truyền dẫn nằm ở một tần số cao hơn tần số điểm cực. Các mô đun lọc được thiết kế với tần số điểm cực giống nhau cùng độ rộng vách ngăn như nhau nhằm mục đích so sánh. Từ đồ thị mô phỏng có thể kết luận rằng điểm không truyền dẫn của mô đun lọc với mạch cộng hưởng chữ O nằm ở xa hơn trong dải chắn trên so với điểm không truyền dẫn của mô đun lọc với mạch cộng hưởng chữ I. Kết quả này có thể được giải thích một cách thực tế rằng với kiểu suy giảm phân rã

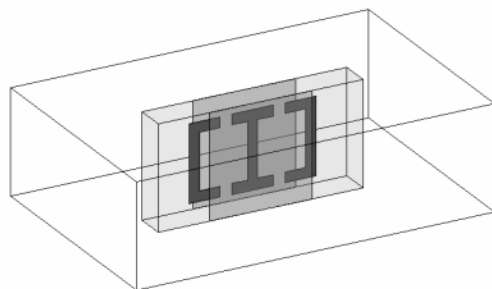
nhanh, sóng truyền trong ống dẫn sóng qua miền vách ngăn tương tác với mạch cộng hưởng chữ O mạnh hơn mạch cộng hưởng chữ I, do mạch cộng hưởng chữ O gần với đầu cuối vách hơn loại chữ I. Để hỗ trợ cho phát biểu này, công thức (6) chỉ ra rằng với các mô đun lọc đơn có ghép vòng nguồn – tải không đối thì khoảng cách điểm không và điểm cực càng lớn khi ghép ngoài càng tăng.

2.2. Mô đun lọc bậc cao

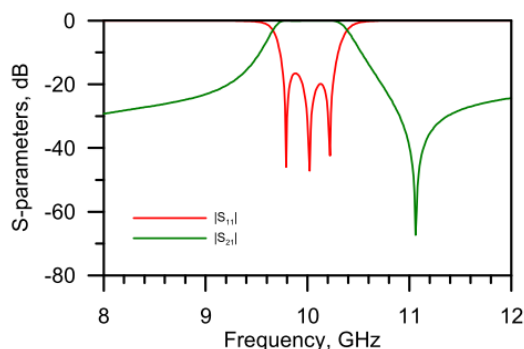
Mô đun lọc đơn khảo sát ở trên có thể được mở rộng thành các mô đun lọc bậc cao hơn bằng cách đặt thêm các mạch cộng hưởng trên mạch dải. Theo cách này số lượng các mạch cộng hưởng trên đường truyền chính sẽ tăng lên và do đó tăng số bậc của bộ lọc thu được. Đồng thời ghép vòng được thực hiện bằng một vách ngăn, nó tạo ra một đường truyền khác và có thể sinh ra các điểm không truyền dẫn. Ở chế độ trường suy giảm sóng truyền giữa vách ngăn và các thành bên của ống dẫn sóng, nó tương tác với tất cả các mạch cộng hưởng trong đường truyền chính trước khi tắt. Kết quả làm xuất hiện thêm các ghép nối và tạo ra các điểm không truyền dẫn không thể điều khiển, thỉnh thoảng nằm ở trong dải thông.

Để tránh vấn đề phát sinh này, các mạch cộng hưởng có thể được che chắn bằng một vách ngăn khác đặt song song với vách ngăn hiện tại. Sự đưa thêm vách ngăn bổ sung làm giảm điện cảm của hệ thống vách ngăn song song và thay đổi thuộc tính của nó như một bộ nghịch đảo. Tuy nhiên, về mặt định tính, những vách ngăn này vẫn cung cấp ghép nối trực tiếp giữa nguồn với tải. Vách ngăn mới có thể được thực hiện bằng một tấm chèn kim loại hoặc tấm chèn điện môi – kim loại, có thể kết hợp với vách ngăn hiện tại hoặc tách riêng ra. Nếu tấm chèn kết hợp thì cần cấu trúc nhiều lớp, với ba lớp kim loại: lớp trên và dưới là vách ngăn, trong khi lớp giữa là các mạch cộng hưởng, được gọi là các mạch cộng hưởng stripline.

Cấu hình của một mô đun lọc với tấm chèn mặt phẳng E nhiều lớp trong ống dẫn sóng chữ nhật được mô tả ở hình 4. Mô đun lọc bậc 3 chỉ ra trong hình gồm một mạch cộng hưởng chữ I đặt giữa hai mạch cộng hưởng răng lược. Mạch cộng hưởng này tương tác với mạch bên cạnh bằng ghép điện ở các đầu cuối hở mạch của nó. Tương tác này được đặc tính hóa bằng hệ số ghép âm.



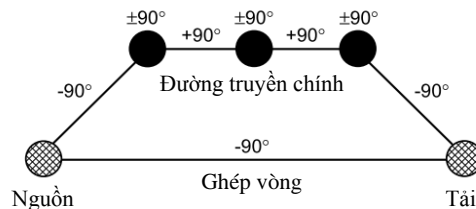
Hình 4. Cấu hình một mô đun lọc bậc 3 với tấm chèn mặt phẳng E nhiều lớp.



Hình 5. Đáp ứng tần số mô phỏng của mô đun lọc bậc 3.

Đáp ứng tần số mô phỏng của mô đun lọc bậc 3 được biểu diễn ở hình 5, nó có ba điểm cực và một điểm không ở dải chắn trên. Kết quả này có thể được làm rõ bằng cách phân tích sự dịch pha gây ra bởi chuỗi các mạch cộng hưởng ghép trên đường truyền chính. Phương pháp này được giới thiệu bởi Thomas vào năm 2003 [6], nó có thể xác định số điểm không truyền dẫn của một sơ đồ ghép bất kỳ tạo ra. Ngoài ra, nó cũng có thể xác định các điểm không truyền dẫn nằm ở dải chắn trên hay dưới.

Sơ đồ ghép của mô đun lọc bậc 3 đề xuất với sự dịch pha tương ứng gây ra do các phần tử của nó được miêu tả ở hình 6. Ta thấy rằng, sự dịch pha trên đường truyền chính với tần số dưới cộng hưởng là 270° , với tần số trên cộng hưởng là -270° . Sự dịch pha đưa ra do ghép trực tiếp nguồn – tải là -90° , rõ ràng các tín hiệu từ hai đường đi đến tải cùng pha ở tần số dưới cộng hưởng, nhưng lệch pha với tần số cao hơn cộng hưởng (thực tế điều kiện này thỏa mãn ở một tần số nào đó xuất hiện điểm không truyền dẫn). Do đó, mô đun lọc bậc 3 này chỉ tạo ra một điểm không ở dải chắn trên.



Hình 6. Sơ đồ ghép của mô đun lọc bậc 3.

Nếu bổ sung thêm một mạch cộng hưởng chữ I khác vào đường truyền chính, sự dịch pha ở tần số thấp hơn cộng hưởng sẽ tăng thêm 180° , ở tần số cao hơn không bị ảnh hưởng. Do đó, mô đun lọc bậc 4 sẽ tạo ra hai điểm không truyền dẫn. Ví dụ thiết kế mô đun lọc bậc 4 này sẽ được trình bày ở mục 3. Nói chung với mô đun lọc có cấu trúc ghép bởi các mạch cộng hưởng dạng chữ I và răng lược đang khảo sát, nếu số bậc là chẵn sẽ tạo ra một điểm không truyền dẫn ở mỗi dải chắn, còn với số bậc lẻ chỉ tạo ra một điểm không truyền dẫn ở dải chắn trên.

3. TỔNG HỢP BỘ LỌC, MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

3.1. Chỉ tiêu kỹ thuật và tổng hợp bộ lọc

3.1.1. Chỉ tiêu kỹ thuật của bộ lọc thiết kế

Để minh họa việc thiết kế bộ lọc theo mô đun sử dụng ghép chéo dùng tám chèn mặt phẳng E trong ống dẫn sóng chữ nhật, bài báo trình bày ví dụ thiết kế một bộ lọc thông dải bậc 4 như đã giới thiệu ở trên, đây là một mô đun lọc tạo ra hai điểm không truyền dẫn trong dải chắn.

Đặc tính kỹ thuật của bộ lọc thiết kế thỏa mãn một số yêu cầu sau:

- Tần số trung tâm: 10.4 GHz;
- Dải thông: 10.1 - 10.7 GHz;
- Tổn hao phản xạ trong dải thông: -15 dB;
- Các điểm không truyền dẫn: 9.6 GHz và 11.9 GHz;
- Độ suy hao ở dải chắn: 25 dB min @ 8-9.5 GHz, @ 12-13 GHz.

3.1.2. Tổng hợp bộ lọc thiết kế

Quy trình thiết kế bộ lọc gồm nhiều bước xuất phát từ yêu cầu và đặc tính kỹ thuật của bộ lọc thiết kế. Bài báo trình bày cơ bản theo các bước thiết kế một bộ lọc.

a. Chọn đa thức tiệm cận của dạng đặc trưng hàm truyền

Dạng đặc trưng hàm truyền của bộ lọc được chọn tiệm cận theo đa thức Chebyshev tổng quát với hai điểm không truyền dẫn lần lượt ở -2.7622 và 4.6975 (giá trị chuẩn hóa của hai tần số 9.6

GHz và 11.9 GHz tương ứng). Việc chọn tiệm cận theo đa thức Chebyshev tổng quát có thể thực hiện được bộ lọc với độ đồng đều trong dải thông và có các điểm không truyền dẫn tùy ý trong dải chặn. Áp dụng phương pháp tổng hợp cho đa thức Chebyshev tổng quát từ các đặc tính kỹ thuật đã cho, bằng cách sử dụng chương trình Matlab ta tìm được các đa thức đặc trưng của bộ lọc như sau:

$$P(s) = s^2 - j1.907s + 13.0149, \quad F(s) = s^4 + j0.0783s^3 + 1.0085s^2 + j0.0591s + 0.1293$$

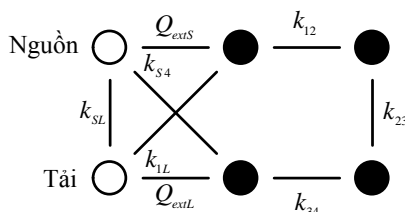
$$\varepsilon \cdot E(s) = 3.1471(s^4 + (3.1764 + j0.0783)s^3 + (6.0532 + j0.3312)s^2 + (6.8307 + j0.7164)s + (4.0611 + j0.7917))$$

Các tham số tán xạ S của bộ lọc được tính theo biểu thức sau:

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)}$$

b. Xây dựng bộ lọc mẫu đáp ứng dạng hàm truyền

Bộ lọc thiết kế là một mô đun lọc sử dụng ghép chéo thực thi trên tấm chèn mặt phẳng E đặt trong ống dẫn sóng chữ nhật với số bậc bằng 4. Phân tích cấu trúc vật lý cũng như các tính chất của nó đã được nêu ra ở mục trước. Cấu hình của bộ lọc mẫu xây dựng gồm 4 nút cộng hưởng mắc giữa nguồn với tải. Sơ đồ ghép của bộ lọc với các hệ số ghép tương ứng được mô tả ở hình 7. Nó bao gồm: năm ghép nối chính giữa các mạch cộng hưởng kề nhau từ nguồn tới tải; một ghép vòng trực tiếp giữa nguồn với tải; hai ghép nối ký sinh giữa mạch cộng hưởng đầu và cuối với nguồn và tải.



Hình 7. Sơ đồ ghép của bộ lọc bậc 4 với hai điểm không truyền dẫn ở cả hai dải chặn.

Ứng dụng kỹ thuật tổng hợp trực tiếp ma trận ghép $(N+2) \times (N+2)$ bao gồm cả hai nút nguồn và tải [3, 4]. Đầu tiên ta tổng hợp ma trận cho bộ lọc mẫu ngang chuẩn tắc, sau đó, áp dụng quy trình giảm lược ma trận để lược bỏ bớt các ghép nối không có bằng một chuỗi các phép xoay ma trận. Kết quả ta thu được ma trận ghép tương ứng với cấu hình có sơ đồ ghép biểu diễn ở hình 7 như sau:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1.2727 & 0 & 0 & 0.0311 & 0.0247 \\ 1.2727 & 0 & -1.1952 & 0 & 0 & 0.0311 \\ 0 & -1.1952 & 0 & -0.8746 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.8746 & 0 & -1.1952 & 0 \\ 0.0311 & 0 & 0 & -1.1952 & 0 & 1.2727 \\ 0.0247 & 0.0311 & 0 & 0 & 1.2727 & 0 \end{bmatrix}$$

c. Tính toán các hệ số ghép

Các phần tử của ma trận ghép tính toán ở trên ứng với băng thông đơn vị ở tần số trung tâm bằng không. Do đó, ta cần dùng phép biến đổi tần số để chuyển đổi về băng thông yêu cầu, tính toán được các hệ số ghép như sau:

$$\text{Băng thông tương đối: } FBW = BW / f_0 = (10700 - 10100) / 10400 = 0.0577$$

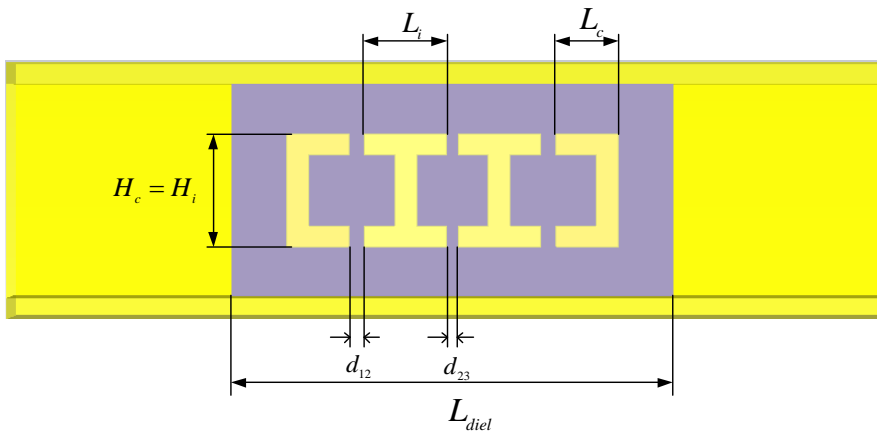
- Các hệ số ghép ngoài: $Q_{extS} = Q_{extL} = 10.701$
- Hệ số ghép giữa các mạch cộng hưởng: $k_{12} = k_{34} = -0.069, k_{23} = -0.05$
- Hệ số ghép trực tiếp giữa nguồn – tải: $k_{SL} = 0.0014$
- Hệ số ghép ký sinh: $k_{S4} = k_{L1} = 0.0018$

3.2. Xây dựng mô hình và mô phỏng

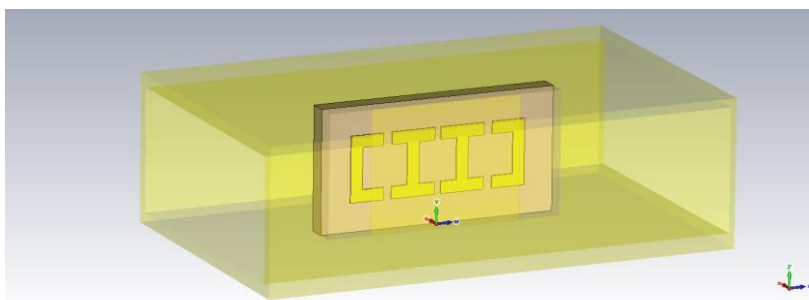
Bộ lọc thiết kế được thực thi trên tấm chèn mặt phẳng E đặt trong ống dẫn sóng chữ nhật. Cấu trúc vật lý của nó gồm 2 phần như sau:

- Phần ống dẫn sóng: Sử dụng một đoạn ống dẫn sóng chữ nhật tiêu chuẩn WR90 bằng chất liệu đồng, ở dải tần băng X với kích thước 22.86×10.16 mm.
- Phần tấm chèn mặt phẳng E: Sử dụng vật liệu mạch in cao tần Rogers RT5880 với các tham số cơ bản như hằng số điện môi $\epsilon_r = 2.2$, hệ số tổn hao $\tan \delta = 0.0009$, độ dày vật liệu $h = 1.5$ mm, độ dày lớp phủ đồng $T = 0.1$ mm.

Bộ lọc thiết kế được thực hiện bằng cách: hai mạch cộng hưởng dạng răng lược và chữ I được ăn mòn ở lớp giữa tấm vật liệu mạch in Rogers RT5880, lớp trên và lớp dưới của tấm cũng được ăn mòn tạo thành vách ngăn kép đối xứng; sau đó tấm chèn được đặt ở mặt phẳng E của ống dẫn sóng chữ nhật. Cấu hình của nó được mô tả ở hình 8 với kí hiệu các kích thước vật lý của các phần tử tương ứng.



Hình 8. Cấu hình của mô đun lọc bậc 4 thiết kế.



Hình 9. Mô hình mô phỏng EM của bộ lọc thiết kế trên phần mềm CST.

Bước tiếp theo là khai triển các hệ số ghép theo cấu trúc vật lý đã chọn, tức là xác định các kích thước vật lý của các phần tử để đạt được các hệ số ghép đã tính toán ở trên. Các kích thước vật lý này được xác định dựa trên các đáp ứng tần số và các kết quả mô phỏng trên phần mềm hỗ trợ tính toán, thiết kế và mô phỏng siêu cao tần CST Microwave Studio. Thứ tự thực hiện như sau:

- Khai triển hệ số ghép trực tiếp nguồn – tải.
- Khai triển hệ số ghép ngoài.
- Khai triển hệ số ghép giữa các mạch cộng hưởng stripline.

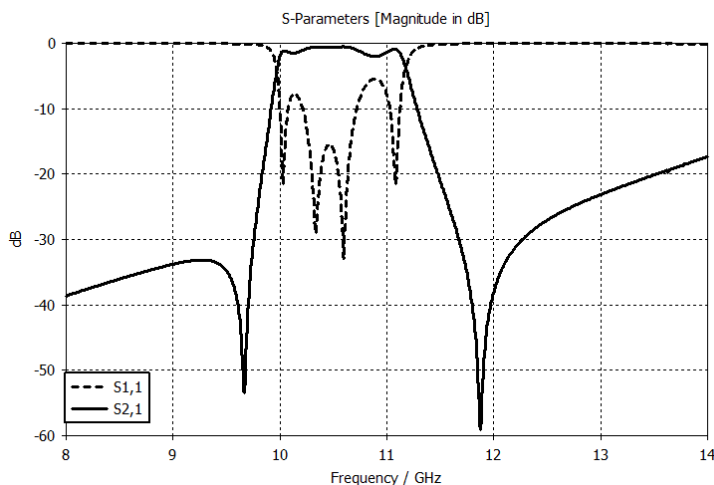
Kết quả được liệt kê ở bảng dưới.

Bảng 1. Kích thước vật lý của các phần tử bộ lọc thiết kế.

Số thứ tự	Tham số	Giá trị, mm
1	L_{diel}	20
2	L_{sept}	12.8
3	$H_c = H_i$	5.4
4	L_c	2.69
5	L_i	3.72
6	d_{12}	0.62
7	d_{23}	0.6

Sau khi xác định được kích thước vật lý các phần tử của bộ lọc, cuối cùng ta xây dựng mô hình được mô tả ở hình 9 và tiến hành mô phỏng EM tổng thể cho bộ lọc thiết kế trên phần mềm CST Microwave Studio.

3.3. Kết quả mô phỏng và thảo luận



Hình 10. Đáp ứng tần số mô phỏng của bộ lọc thiết kế.

Kết quả mô phỏng các tham số tán xạ S của bộ lọc thiết kế đạt được ở hình 10. Ta thấy rằng, đáp ứng tần số hàm truyền của nó có hai điểm không truyền dẫn nằm ở cả hai dải chắn trên và dưới, hai điểm không này là bất đối xứng ở các tần số thỏa mãn theo yêu cầu bài toán đặt ra. Ngoài ra, độ suy hao ở dải chắn dưới và dải chắn trên cũng đạt được theo yêu cầu. Nó kiểm chứng tính đúng đắn của lý thuyết và phương pháp thiết kế.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã đi sâu vào nghiên cứu thiết kế bộ lọc ghép chéo với đặc tính dải chắn được cải tiến trong ống dẫn sóng chữ nhật trên công nghệ mặt phẳng E. Khảo sát các dạng mô đun lọc dùng cho bộ lọc ghép chéo mặt phẳng E dựa trên sự kết hợp giữa vách ngăn và các mạch cộng hưởng stripline, cũng như cách khai triển chúng trên tấm chèn mạch dải. Kết quả mô phỏng trên phần mềm CST Microwave Studio đã kiểm chứng được tính đúng đắn của phương pháp thiết kế.

Bài báo là tài liệu tham khảo cho việc nghiên cứu sâu hơn để phát triển thêm các cấu trúc lọc mới trong ống dẫn sóng. Đồng thời nó cũng là cơ sở để thực hiện gia công, lắp ráp và hiệu chỉnh các bộ lọc hoàn thiện ứng dụng cho các hệ thống thu phát vô tuyến nói chung và ra đa nói riêng.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, “*Singlets, cascaded singlets and the nonresonating node model for advanced modular design of elliptic filters*”, IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 5 (2004).
- [2]. <http://www.cst.com>
- [3]. R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, “*Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*”, John Wiley & Sons (2007).
- [4]. R. J. Cameron, “*General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebychev Filtering Functions*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 433-442, (1999).
- [5]. S. Amari and J. Bornemann, “*Maximum Number of Finite Transmission Zeros of Coupled Resonator Filters With Source/Load Multi-Resonator Coupling and a Given Topology*”, Microwave Conference 2000 Asia Pacific, pp. 1175-1177, (2000).
- [6]. J. B. Thomas, “*Cross-Coupling in Coaxial Cavity Filters – A Tutorial Overview*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 4, pp. 1368–1376, (2003).

ABSTRACT

Development of cross-coupler filters in the rectangular waveguide by using E-plane inserts

In order to meet the practical requirements of creating filters on conventional rectangular waveguides with compact size and high quality factor, applied in wireless and radar systems. This paper studies the possibilities of the realization of cross-coupler filters with transmission zeros in the rectangular waveguides using metal-dielectric E-plane inserts. Determining the types of resonators and potential coupling schemes, which can be implemented in rectangular waveguides, taking into account the technological constraints, then built and developed a suitable design procedure for the realization of the cross-coupler filters. The paper also presents the calculation and simulation of an example of cross-coupler filter design using E-plane inserts in rectangular waveguide based on a combination of septa and stripline resonators, verified the accuracy of theory and design method.

Keywords: Transfer function of filter; Generalized Chebyshev polynomial; Cross-coupler; Coupling matrix; Coupling coefficients; Quality factor; Transmission zeros; E-plane inserts.