

# THIẾT KẾ ANTEN MẢNG PHẪNG CHO CÁC ỨNG DỤNG Ở DẢI SÓNG MILIMET

## DESIGN ANTENNA ARRAY FOR MM WAVE APPLICATIONS

**Đặng Thị Từ Mỹ<sup>1\*</sup>, Huỳnh Nguyễn Bảo Phương<sup>1</sup>, Bùi Thị Minh Tú<sup>2</sup>, Trần Thị Hương<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Trường Đại học Quy Nhơn

<sup>2</sup>Trường Đại học Bách khoa - Đại học Đà Nẵng

\*Tác giả liên hệ: dangthitumy@qnu.edu.vn

(Nhận bài: 26/5/2022; Chấp nhận đăng: 27/6/2022)

**Tóm tắt** - Trong bài báo này đề xuất thiết kế anten mảng lưỡng cực điện từ (ME) phẳng cấu hình thấp cho các ứng dụng ở dải sóng Milimet. Anten đơn làm việc ở tần số 38 GHz và được tiếp điện bởi đường vi dải băng phương pháp ghép khe, đảm bảo kích thích lưỡng cực điện từ và có cấu hình thấp, anten ME cộng hưởng ở dải tần rộng với băng thông -10 dB từ 32,2 GHz đến 42,8 GHz với độ lợi đỉnh là 6,09 dBi. Dựa trên cấu trúc anten ME tối ưu, bài báo này đề xuất hai mảng anten 1 chiều gồm 4 phần tử và 8 phần tử ME. Kết quả mô phỏng chứng minh khả năng hoạt động của hai anten mảng đề xuất khi vẫn duy trì cộng hưởng ở dải tần rộng tương tự như phần tử ME đơn và đạt độ lợi đỉnh là 12,5 dBi đối với anten mảng 4 phần tử và 15,6 dBi trong trường hợp mảng 8 phần tử.

**Từ khóa** - Anten lưỡng cực điện từ; Khe khẩu độ; Dải sóng Milimet; Mảng anten; Anten băng thông rộng.

### 1. Đặt vấn đề

Ngày nay, thế hệ thông tin di động thứ tư 4G-LTE đã được triển khai thành công về mặt thương mại ở nhiều quốc gia và khu vực trên thế giới. Với phổ tần số sóng mang từ 700 MHz đến 2,6 GHz, các nhà cung cấp dịch vụ di động ngày nay cố gắng cung cấp các ứng dụng đa phương tiện và video chất lượng cao, độ trễ thấp cho các thiết bị không dây. Tuy nhiên, sự gia tăng nhanh chóng của tốc độ tăng trưởng dữ liệu di động và việc sử dụng điện thoại thông minh đang đặt ra những thách thức chưa từng có đối với các nhà cung cấp dịch vụ không dây để vượt qua tình trạng thiếu băng thông toàn cầu. Để giải quyết thách thức này, ngày càng có nhiều sự quan tâm đến các hệ thống di động băng tần sóng Milimet (mmW), từ 30 đến 300 GHz, với băng thông khả dụng rộng hơn nhiều so với di động ngày nay [1]. Thế hệ tiếp theo của mạng di động không dây, được gọi là thế hệ thứ năm (5G), sẽ tận dụng tốt hơn các băng tần mmW [2] [3]. Mặc dù không có tiêu chuẩn chính thức cho 5G, thiết kế anten cho mạng không dây di động 5G đã nhận được nhiều sự quan tâm từ cộng đồng nghiên cứu.

Tuy nhiên, suy hao đường truyền ở dải mmW là đáng kể so với dải vi ba (microwave) do tần số truyền mmW cao hơn và sự hấp thụ khí quyển ở dải tần mmW. Để giảm thiểu suy hao đường truyền ở các dải tần mmW, kỹ thuật định dạng búp sóng (beamforming) đã được đề xuất như một công nghệ hỗ trợ cho các mạng không dây di động 5G [4, 5]. Nhìn chung, anten ứng dụng được kỹ thuật tạo búp sóng (beamforming) phải nhỏ, hiệu suất bức xạ cao, nhẹ, tồn hao

**Abstract** - In this paper, a low-profile magneto-electric dipole (ME) antenna array design is proposed for millimeter-wave applications. The single antenna operates at 38 GHz and is fed by a microstrip through the aperture fed, which ensures ME dipole excitation and is low profile, the ME antenna resonates in a wide frequency range with -10 dB bandwidth from 32.2 GHz to 42.8 GHz with a peak gain of 6.09 dBi. Based on the optimal ME antenna, this paper proposes two planar antenna arrays consisting anten ME of 4-element and 8-element. Simulation results demonstrate the performance of the two proposed array antennas while maintaining resonance at a broad bandwidth similar to that of a single ME antenna and achieving a peak gain of 12.5 dBi for the 4-element array antenna and 15.6 dBi in the case of an 8-element antenna array.

**Key words** - Magneto-electric dipole antenna; Aperture fed; Millimeter-wave; Antenna array; Wideband antenna.

thấp, ảnh hưởng ghép nối tương hỗ thấp trong môi trường mảng và dễ chế tạo.

Trong nghiên cứu công bố ở [6], [7], anten lưỡng cực điện từ (ME), thể hiện băng thông trở kháng rộng và độ lợi ổn định, đã được thiết kế ứng dụng cho trạm gốc trong thông tin di động. Thiết kế cơ bản của lưỡng cực ME bao gồm một lưỡng cực từ và một lưỡng cực điện, được kích thích đồng thời để đạt được bức xạ có dạng mặt phẳng E (mặt phẳng chứa anten) và mặt phẳng H (mặt phẳng vuông góc với anten) bằng nhau và bức xạ ngược thấp. Gần đây, anten lưỡng cực ME đã được thiết kế cho ứng dụng truyền thông sóng mm ở tần số 60 GHz [8] - [11]. Anten lưỡng cực ME cho ứng dụng ở dải sóng mm có thể dễ dàng thiết kế bằng cách sử dụng công nghệ băng mạch in (PCB). Tuy nhiên, các anten này không được phân tích đặc tính trong môi trường mảng. Ngoài ra, lưỡng cực từ của chúng được thực hiện bởi hai anten vi dải ngắn mạch  $\frac{1}{4}$  bước sóng thẳng đứng, dẫn đến chiều cao anten lớn.

Trong bài báo này đề xuất thiết kế mảng anten lưỡng cực điện từ (ME) cho các ứng dụng ở dải sóng Milimet. Anten đơn cộng hưởng ở dải tần rộng với băng thông -10 dB từ 32,2 GHz đến 42,8 GHz tại tần số trung tâm 38GHz với độ lợi đỉnh là 6,09 dBi.

### 2. Thiết kế anten lưỡng cực điện từ

#### 2.1. Yêu cầu thiết kế

Thiết kế anten lưỡng cực điện từ cộng hưởng ở dải rộng, tần số trung tâm là 38 GHz. Anten được tiếp điện bằng

<sup>1</sup> Quy Nhơn University (Dang Thi Tu My, Huynh Nguyen Bao Phuong)

<sup>2</sup> The University of Danang - University of Science and Technology (Bui Thi Minh Tu, Tran Thi Huong)

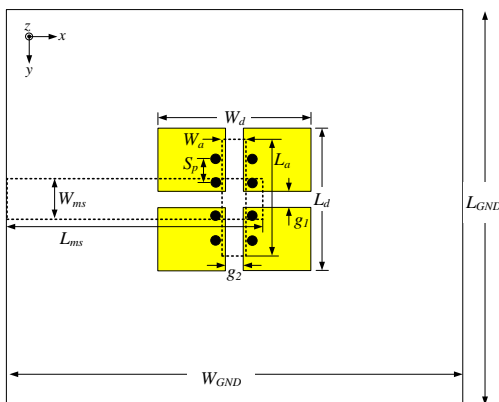
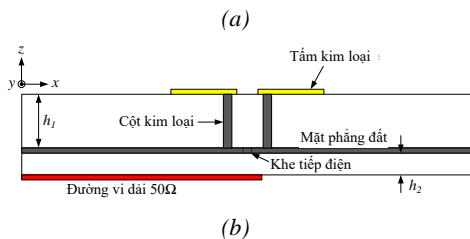
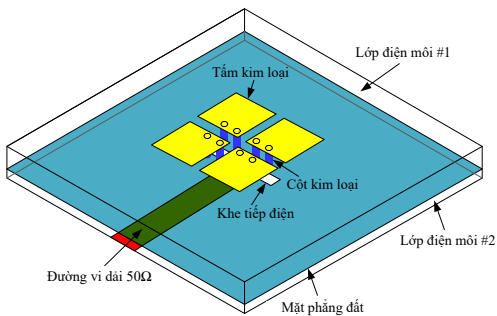
đường vi dải qua khe khâu độ. Kỹ thuật tiếp điện này được lựa chọn vì có khả năng tạo cộng hưởng băng thông rộng hơn rất nhiều so với tiếp điện trực tiếp bằng đường vi dải hay cáp đồng trục. Anten gồm 2 lớp điện môi cùng loại là RT/Duroid 5880 có hệ số điện môi là 2,2 với chiều dày lần lượt là 0,7874 mm và 0,254 mm.

**Bảng 1. Thông số thiết kế anten**

|                       |                       |
|-----------------------|-----------------------|
| Tần số hoạt động      | 38 GHz                |
| Hằng số điện môi      | 2,2 (suy hao 0,0009)  |
| Độ dày đế điện môi    | 0,7874 mm và 0,254 mm |
| Bán kính cột kim loại | 0,1 mm                |

**2.2. Mô hình đề xuất**

Mô hình anten lưỡng cực điện từ đề xuất như Hình 1. Anten ME được thiết kế trên 2 lớp điện môi khác nhau với cùng lớp nền RT/Duroid 5880, hệ số suy hao 0,0009, Anten gồm 4 tấm kim loại in trên lớp điện môi #1 chiều dày 0,7874 mm, 8 cột kim loại mỗi cột có đường kính 0,1mm được thực hiện bằng công nghệ xuyên lỗ nối giữa các tấm kim loại và mặt phẳng đất. Trên mặt phẳng đất có khoét một khe khâu độ hình chữ nhật (aperture slot). Đường vi dải 50Ω cấp nguồn cho anten qua khe khâu độ được in ở mặt dưới lớp điện môi #2 chiều dày 0,254 mm (cũng là RT/Duroid 5880).



(c)

**Hình 1. Mô hình anten lưỡng cực điện từ đề xuất:**  
(a) toàn cảnh, (b) mặt cắt ngang, (c) mặt trên

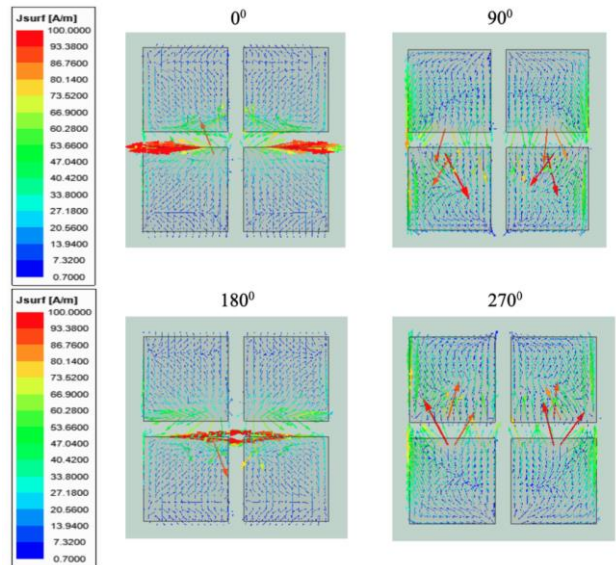
Để tạo ra anten lưỡng cực điện từ ME, lưỡng cực điện và lưỡng cực từ phải được kích thích đồng thời [4]. Các tấm kim loại hoạt động như một anten lưỡng cực điện nửa bước sóng ( $L_d \sim \lambda/2$ ). Thông thường các lưỡng cực từ được tạo ra bởi hai anten vi dải (patch antenna) thẳng đứng ngắn mạch chiều dài  $1/4$  bước sóng [5] - [7]. Trong thiết kế ở chương này, do sự có mặt của khe tiếp điện aperture, các lưỡng cực từ chủ yếu được hình thành bởi các cạnh khe giữa các anten vi dải ngắn mạch. Do đó, ta có thể thực hiện kích thích anten lưỡng cực ME với chiều cao anten thấp hơn so với thông thường. Điều này được chứng minh bằng anten đề xuất, có khoảng cách từ các tấm kim loại đến mặt phẳng mặt đất là 0,7874 mm ( $\sim 0,15\lambda_{eff}$  ở 38 GHz).

**2.3. Mô phỏng tối ưu**

Nguyên lý hoạt động của anten ME đề xuất được mô tả theo phân bố dòng điện trên anten đề xuất ở tần số 38GHz cho các góc pha khác nhau thể hiện trong Hình 2:

- Tại  $\varphi = 0^\circ$ : Dòng điện trên các các cạnh khe giữa các miếng vá ngắn mạch đạt cường độ cực đại, nghĩa là các lưỡng cực từ được kích thích.
- Tại  $\varphi = 90^\circ$ : Dòng điện trên các cạnh của lưỡng cực điện phẳng đạt cường độ cực đại xung quanh các cạnh, nghĩa là các lưỡng cực điện được kích thích.
- Tại  $\varphi = 180^\circ$ : Các lưỡng cực từ được kích thích trở lại ngược chiều với dòng điện khi  $\varphi = 0^\circ$ .
- Tại  $\varphi = 270^\circ$ : Các lưỡng cực điện được kích thích trở lại ngược chiều với dòng điện khi  $\varphi = 90^\circ$ .

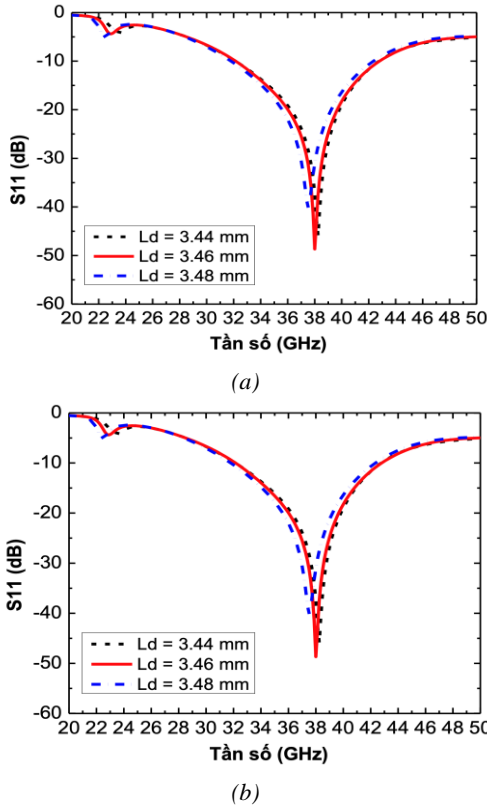
Các lưỡng cực điện và từ được kích thích lệch pha nhau  $90^\circ$ . Do đó, anten đề xuất đạt đồ thị bức xạ dạng broadside (hướng bức sóng chính vuông góc với mặt phẳng anten) và bức xạ ngược thấp [12].



**Hình 2. Phân bố dòng điện trên anten lưỡng cực điện từ ở tần số 38GHz ở các góc pha khác nhau**

Tần số cộng hưởng của anten ME đề xuất được tối ưu bằng cách thay đổi một số kích thước của anten. Trong trường hợp này, các khoảng trống giữa các tấm kim loại ( $g_1$  và  $g_2$ ) được cố định tại 0,3 mm trong khi thay đổi chiều dài  $L_d$  của lưỡng cực ME. Kết quả mô phỏng hệ số phản xạ S11

với các giá trị khác nhau của  $L_d$  được trình bày ở Hình 3(a). Như có thể quan sát từ hình này, tần số cộng hưởng của anten ME giảm trong khi chiều dài  $L_d$  tăng lên. Anten đạt cộng hưởng ở tần số mong muốn là 38 GHz khi chiều dài của anten ( $L_d$ ) bằng 3,46 mm.

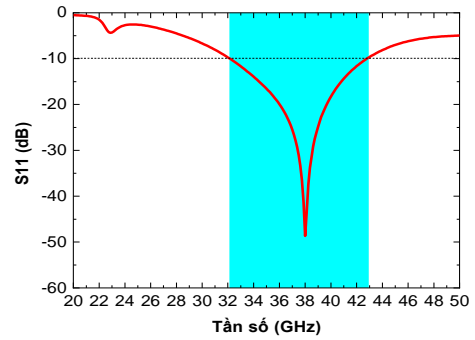


**Hình 3.** Kết quả mô phỏng  $S_{11}$  của anten ME với các giá trị khác nhau: (a) chiều dài anten  $L_d$ , (b) chiều dài khe khẩu độ  $L_a$

Tiếp theo, trở kháng đầu vào của anten được khảo sát để thực hiện phối hợp trở kháng giữa nguồn tiếp điện và anten. Do thực hiện tiếp điện từ đường vi dải qua khe khẩu độ nên trở kháng của anten lưỡng cực ME chủ yếu thuộc về chiều dài của khe khẩu độ, trong khi chiều rộng của khe hầu như không ảnh hưởng đến trở kháng đầu vào của anten đề xuất. Do đó, ta có thể điều chỉnh chiều dài  $L_a$  của khe khẩu độ để thực hiện phối hợp trở kháng. Cụ thể, chiều dài của khe khẩu độ  $L_a$  được khảo sát khi chiều rộng của khe ( $W_a$ ) được đặt giá trị cố định là 0,4 mm.

Kết quả mô phỏng ở Hình 3(b) cho thấy, độ sâu cộng hưởng của anten thay đổi khi độ dài  $L_a$  thay đổi trong khi tần số cộng hưởng của anten hầu như không thay đổi. Khi độ sâu cộng hưởng càng lớn tương ứng với hệ số phản xạ  $S_{11}$  càng nhỏ thì anten càng đạt phối hợp trở kháng tốt hơn. Như vậy, trở kháng đầu vào của anten ME có thể dễ dàng điều chỉnh để phù hợp với trở kháng của đường tiếp điện ở đầu vào. Anten đề xuất đạt phối hợp trở kháng rất tốt khi chiều dài khe khẩu độ là 2,05 mm.

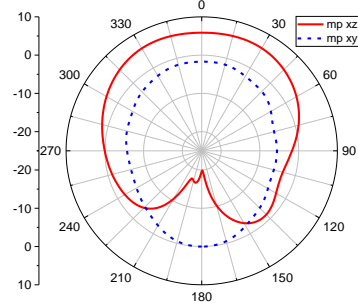
Hình 4 biểu diễn kết quả mô phỏng tối ưu tần số cộng hưởng của anten ME. Quan sát từ hình trên, anten đề xuất cộng hưởng với băng thông rộng từ 32,2 GHz đến 42,8 GHz với tần số trung tâm là 38 GHz theo đúng chỉ tiêu thiết kế. Kích thước đã tối ưu của anten ME hoạt động ở tần số trung tâm 38 GHz được trình bày ở Bảng 2.



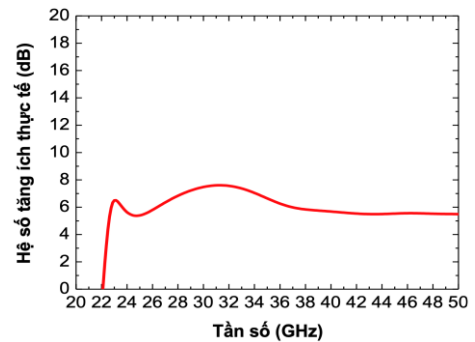
**Hình 4.** Kết quả mô phỏng hệ số phản xạ  $S_{11}$  của anten ME đề xuất tại 38 GHz

**Bảng 2.** Kích thước tối ưu của anten lưỡng cực điện từ hoạt động ở tần số 38 GHz (đơn vị mm)

| Tham số   | Giá trị | Tham số   | Giá trị |
|-----------|---------|-----------|---------|
| $W_{GND}$ | 10      | $L_{GND}$ | 10      |
| $W_d$     | 3,46    | $L_d$     | 3,46    |
| $W_{ms}$  | 0,733   | $L_{ms}$  | 5,9     |
| $W_a$     | 0,4     | $L_a$     | 2,05    |
| $g_l$     | 0,3     | $g_l$     | 0,3     |
| $S_p$     | 0,6     |           |         |



**Hình 5.** Kết quả mô phỏng đồ thị bức xạ của anten ME đề xuất tại 38 GHz



**Hình 6.** Kết quả mô phỏng độ lợi thực tế của anten ME đơn

Kết quả mô phỏng đồ thị bức xạ của anten ME đề xuất ở 38 GHz được biểu diễn ở Hình 5. Từ hình này, anten bức xạ định hướng trong mặt phẳng xz (mặt phẳng vuông góc với anten) với độ lợi đỉnh là 6,09 dBi, và bức xạ vô hướng trong mặt phẳng xy (mặt phẳng chứa anten).

Mô phỏng độ lợi thực tế (Realized gain) trên toàn bộ dải tần công hưởng của anten đề xuất cũng được thực hiện. Kết quả mô phỏng ở Hình 6 cho thấy tăng ích thực tế của anten anten ME có độ lợi thực lên đến 7,5 dBi trên toàn bộ dải tần.

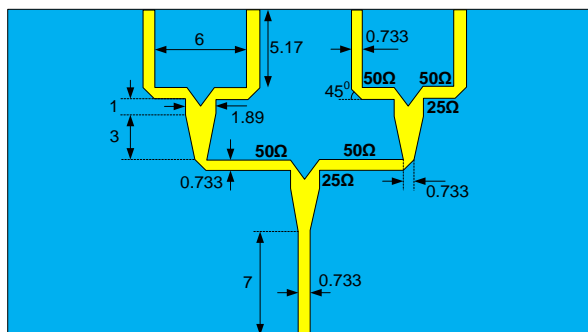
### 3. Thiết kế anten mảng lưỡng cực điện từ

Trong phần này, hai anten mảng lưỡng cực điện từ 1 chiều 4 phần tử và 8 phần tử lần lượt được thiết kế và mô phỏng. Trước tiên, bộ chia công suất 1 đầu vào 4 đầu ra (1:4) và 1 đầu vào 8 đầu ra (1:8) được thiết kế để lần lượt tiếp điện cho mảng anten ME 4 phần tử và 8 phần tử. Mô hình anten mảng với mạng tiếp điện sẽ được thiết kế và mô phỏng tối ưu.

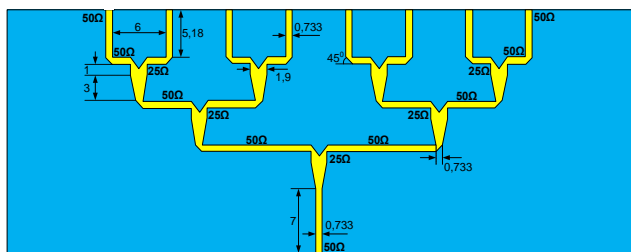
#### 3.1. Thiết kế mạng tiếp điện phẳng

##### 3.1.1. Mô hình đề xuất

Vì anten ME đề xuất hoạt động ở băng thông rộng nên mạng tiếp điện cho anten mảng cần thiết kế để hoạt động ở băng thông rộng. Ngoài ra để đạt bức xạ broadside cho anten mảng, các phần tử ME trong mảng phải được tiếp điện đều (cùng biên độ và đồng pha). Khi đó, mạng tiếp điện là một bộ chia công suất đều, với công suất tại các ngõ ra của bộ chia bằng nhau. Để thực hiện kích thích băng tần rộng, mạng tiếp điện bao gồm các bộ chia công suất đều chữ T được lựa chọn, như thể hiện trong Hình 7. Mạng tiếp điện, thiết kế theo công nghệ mạch dải, được in trên tấm điện môi RT/Duroid 5880 với độ dày 0,254 mm nhằm phù hợp cho kết nối trực tiếp giữa đầu ra mạng tiếp điện và đầu vào của anten ME đơn.



(a)



(b)

**Hình 7.** Mô hình mạng tiếp điện sử dụng bộ chia công suất chữ T: (a) 1:4, và (b) 1:8

Để tránh ảnh hưởng suy hao khi chiều rộng đường vi dải bộ chia nhỏ do trở kháng đặc tính cao, mỗi bộ chia công suất chữ T sử dụng một bộ chuyển đổi trở kháng từ 50 Ω sang 25 Ω. Bộ chuyển đổi dần dần được chèn vào giữa các đoạn vi dải 50 Ω và 25 Ω để tăng khả năng phối hợp trở kháng băng rộng và giảm tổn hao ở góc nối giữa đoạn vi dải 50 Ω và 25 Ω. Tất cả các góc nối của bộ chia được cắt vác một góc 45° để giảm phản xạ tại các vị trí này. Hơn nữa, các vết cắt hình chữ V cũng được khoét ở các đoạn giữa của các bộ chia chữ T để giảm phản xạ và mở rộng băng thông.

Với trở kháng đặc tính  $Z_0$  và hằng số điện môi cho trước, kích thước chi tiết của bộ chia công suất 1:4 và 1:8 đề xuất được tính dựa vào các biểu thức sau [13]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{với } \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{với } \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2)$$

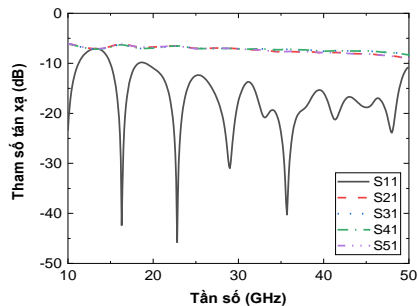
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{W}}} \quad (4)$$

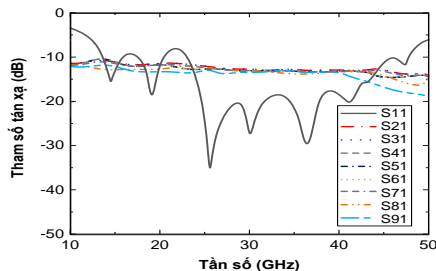
Như vậy, với trở kháng  $Z_0$  cho trước ta dễ dàng xác định được bề rộng  $W$  của các đoạn vi dải của mạng tiếp điện anten cần thiết kế.

##### 3.1.2. Mô phỏng tối ưu

Từ lý thuyết bộ chia công suất đều 1:4 và 1:8, công suất ở các ngõ ra như nhau và tương ứng bằng 1/4 và 1/8 công suất ngõ vào của bộ chia. Dựa vào mô phỏng các tham số tán xạ của bộ chia, ta có thể kiểm chứng khả năng chia đều theo tỷ lệ quy định của các bộ chia. Cụ thể, giá trị hệ số truyền đạt giữa ngõ vào và các ngõ ra ( $S_{ji}$ , với  $i$  là ngõ vào và  $j$  là ngõ ra) lý tưởng bằng -6 dB tương ứng với bộ chia công suất 1:4 và bằng -12 dB tương ứng với bộ chia 1:8.



(a)



(b)

**Hình 8.** Kết quả mô phỏng tham số tán xạ  $S$  của bộ chia công suất chữ T bằng thông rộng: (a) 1:4, (b) 1:8

Hình 8 biểu diễn kết quả mô phỏng các tham số tán xạ của bộ chia công suất đề xuất ở Hình 7. Quan sát ở Hình 8(a) có thể thấy bộ chia 1:4 cộng hưởng băng thông rộng trải rộng từ 17 GHz đến 44 GHz tương ứng với tất cả các hệ số truyền đạt từ công từ ngõ vào đến ngõ ra ( $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  và  $S_{51}$ ) thay đổi từ 6,1 đến 6,8 dB. Các giá trị truyền đạt trên cho thấy công suất tại 4 ngõ ra của bộ chia tương đối

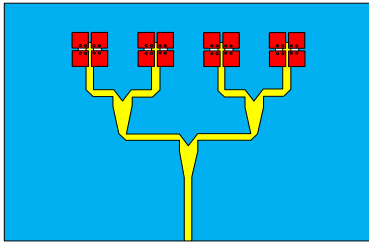
đều nhau ở dải tần rất rộng từ 17 - 44 GHz. Do đó, bộ chia công suất được đề xuất phù hợp với thiết kế Anten mảng băng thông rộng như Anten ME đề xuất ở mục 2.

Tương tự, mạng tiếp điện cho Anten mảng 8 phần tử cũng được khảo sát và tối ưu. Kết quả mô phỏng tham số tán xạ ở Hình 8(b) cho thấy bộ chia công hưởng ở dải rộng từ 27 GHz đến 45 GHz với hệ số truyền đạt từ công vào đến các công ra (S21 -S91) thay đổi từ 12,2 đến 13,1 dB. Điều này chứng tỏ bộ chia công suất 1:8 chia tương đối đều công suất công suất tới 8 công ra và phù hợp với bức xạ broadside cho Anten mảng 8 phần tử.

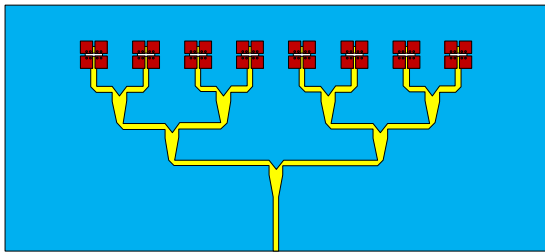
### 3.2. Thiết kế Anten mảng

#### 3.2.1. Mô hình Anten mảng tích hợp mạng tiếp điện

Nguyên tắc tích hợp mạng tiếp điện vào Anten mảng là không thay đổi cấu hình của các phần tử Anten đơn. Mạng tiếp điện được đặt đồng phẳng với lớp điện môi #2 của Anten đơn, đầu ra của mạng tiếp điện là đầu vào của các Anten đơn. Lần lượt 4 Anten đơn và 8 Anten đơn giống hệt nhau được tích hợp với mạng tiếp điện 1:4 và 1:8 để tạo thành các Anten mảng 4 phần tử và 8 phần tử. Các phần tử Anten được sắp xếp theo mảng 1 chiều như mô tả ở Hình 9.



(a)



(b)

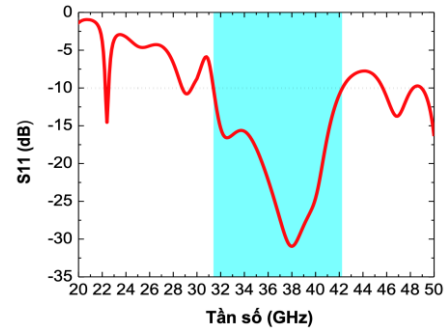
**Hình 9.** Mô hình Anten mảng ME 1 chiều:  
(a) 4 phần tử, (b) 8 phần tử

Để đảm bảo hiệu năng bức xạ broadside cho Anten mảng, bên cạnh các phần tử được sắp xếp theo 1 chiều, đặt cách đều nhau thì khoảng cách giữa các phần tử ME cũng được tối ưu để đảm bảo cách ly công (ảnh hưởng tương hỗ) giữa Anten đơn kề nhau. Khoảng cách tối ưu giữa các phần tử trong Anten mảng 4 phần tử và Anten mảng 8 phần tử được xác định là 6 mm ( $0,75\lambda_0$  ở 38 GHz). Bên cạnh đó, chiều dài đoạn biến đổi dần dần cũng được khảo sát để tối ưu tần số công hưởng. Tần số công hưởng tối ưu của Anten mảng 4 phần tử và 8 phần tử xác định tại chiều dài của đoạn biến đổi dần dần lần lượt là 2,8 mm và 2,82 mm.

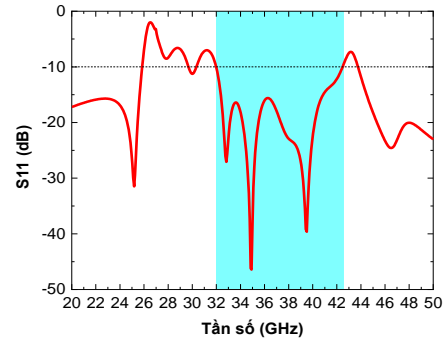
#### 3.2.2. Mô phỏng tối ưu

Hiệu năng bức xạ của Anten mảng 4 phần tử và 8 phần tử tiếp điện đều được trình bày qua các kết quả mô phỏng hệ số phản xạ, đồ thị bức xạ và độ lợi ở Hình 10 - 13. Kết quả mô phỏng hệ số phản xạ S11 của Anten mảng ở Hình

10(a) cho thấy Anten mảng 4 phần tử công hưởng ở dải tần -10 dB trải rộng từ 31,4 GHz đến 42,1 GHz với tần số trung tâm là 38 GHz. Trong khi đó, Anten mảng 8 phần tử hoạt động từ 32 GHz đến 42,6 GHz. Như vậy, dải công hưởng của hai Anten mảng vẫn trải rộng với băng thông tương tự như phần tử đơn. Điều này chứng minh hiệu quả của mạng tiếp điện băng rộng đã thiết kế.

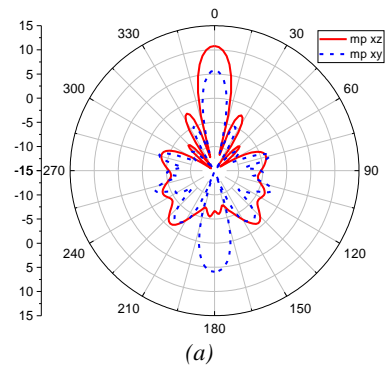


(a)

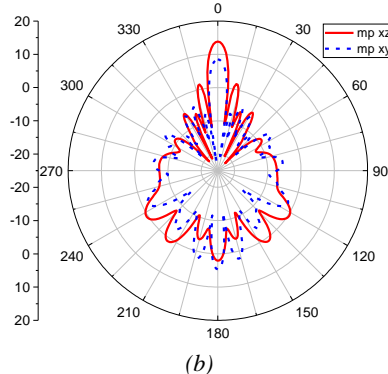


(b)

**Hình 10.** Hệ số phản xạ S11 của Anten mảng ME:  
(a) 4 phần tử, (b) 8 phần tử

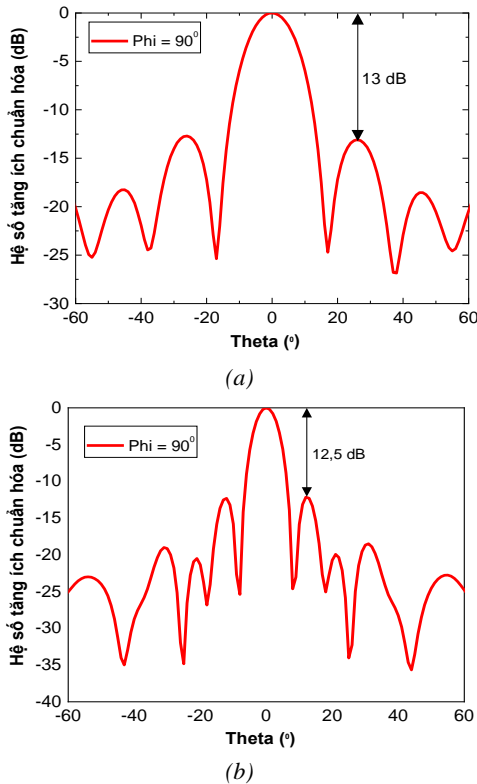


(a)

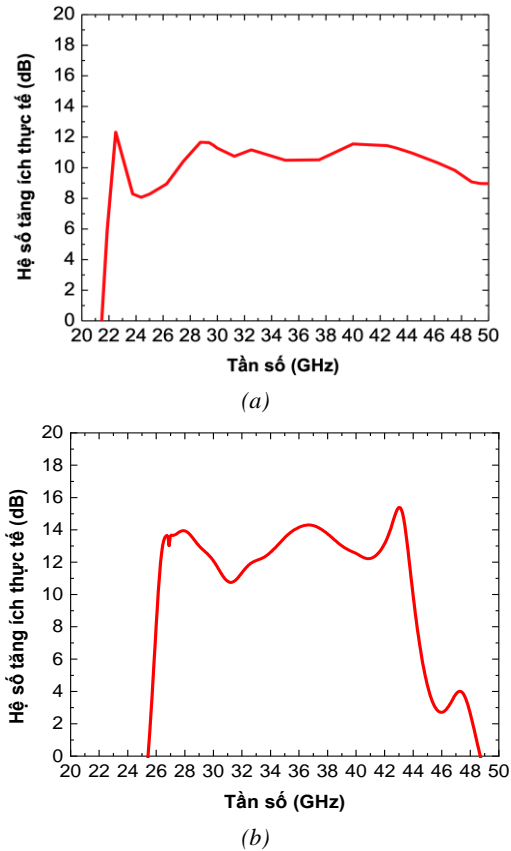


(b)

**Hình 11.** Đồ thị bức xạ của Anten mảng ME:  
(a) 4 phần tử, (b) 8 phần tử



**Hình 12.** Độ lợi chuẩn hoá của Anten mảng ME: (a) 4 phần tử, (b) 8 phần tử



**Hình 13.** Độ lợi thực tế của Anten mảng: (a) 4 phần tử, (b) 8 phần tử

Hình 11 mô tả kết quả mô phỏng đồ thị bức xạ của hai anten mảng tại tần số 38 GHz. Anten mảng 4 phần tử và 8

phần tử đạt bức xạ broadside trong mặt phẳng xz (mặt phẳng vuông góc với anten mảng) với độ lợi lần lượt là 12,5 dBi (Hình 11(a)) và 15,6 dBi (Hình 11(b)). Bên cạnh đó, anten mảng thể hiện mức lệch búp sóng bên (side-lobe level) so với búp sóng chính là 13 dB đối với anten mảng 4 phần tử và 12,5 dB đối với anten mảng 8 phần tử tại  $\Phi = 90^\circ$ , như được hiển thị trong Hình 12.

Kết quả mô phỏng về độ lợi thực của anten mảng trên toàn bộ dải tần được mô tả trong Hình 13. Quan sát từ Hình 13(a), anten mảng 4 phần tử thể hiện tăng ích thực tế khá ổn định từ 10,8 đến 12,5 dBi trong dải tần hoạt động. Trong khi đó, anten mảng 8 phần tử có độ lợi thực tế từ 12,2 dBi đến 15,3 dBi trong dải tần cộng hưởng như biểu diễn ở Hình 13(b). Kết quả mô phỏng ở Hình 10 cho thấy, anten ngoài cộng hưởng ở tần số trung tâm 38 GHz thì có cộng hưởng tại một số tần số khác như 22 GHz, 47 GHz. Điều này không ảnh hưởng đến khả năng làm việc ở anten khi độ lợi của anten tại tần số 38 GHz vẫn đảm bảo trong khi độ lợi của anten mảng 8 phần tử tại các tần số 22 GHz và 47 GHz là rất thấp.

**4. So sánh anten mảng đề xuất với các công trình đã công bố**

Anten mảng 4 phần tử thiết kế tối ưu được so sánh với một số anten mảng 4 phần tử đã công bố để kiểm chứng đặc tính bức xạ thông qua các tham số băng thông và độ lợi, như trình bày ở Bảng 3.

Anten lưỡng cực ME được đề xuất trong [11] có băng thông rộng hơn cũng như độ lợi nhận được lớn nhất so với anten lưỡng cực ME được đề xuất. Tuy nhiên, mô hình trong [11] có cấu trúc phức tạp vì sử dụng một cặp đầu dò hình chữ L để tiếp điện và một mảng cấu trúc EBG hình nấm thông thường có sử dụng các cột nổi kim loại, hoạt động như một mặt để trở kháng cao để tăng băng thông cũng như độ lợi của anten. Bên cạnh đó, mảng 2x2 ME được đề xuất trong [14] có hệ số định hướng cao. Nhưng anten này cũng có cấu trúc phức tạp bằng cách sử dụng mạng cấp nguồn theo lớp dựa trên ống dẫn sóng khe hở (RGW-Ridge gap waveguide). Cấu trúc tiếp điện này sử dụng rất nhiều các cột kim loại (pin) xếp cách nhau thành hàng và song song với thanh dẫn kim loại nhằm hình thành ống dẫn sóng. Việc thiết kế để RGW có thể truyền sóng trong một dải tần số nhất định phụ thuộc rất lớn vào việc thiết kế các pin kim loại này.

**Bảng 3.** So sánh đặc tính bức xạ giữa anten ME đề xuất và một số anten ME đã công bố

| Nguồn tham khảo  | Anten lưỡng cực điện từ | Băng thông (GHz) | Độ lợi (dBi) | Cấu trúc |
|------------------|-------------------------|------------------|--------------|----------|
| [11]             | Đơn                     | 23,4 – 41,5      | 8,2          | Phức tạp |
| [14]             | Mảng (2x2)              | 24 - 30          | 15,4*        | Phức tạp |
| Anten ME đề xuất | Đơn                     | 32,2 – 42,8      | 7,5          | Đơn giản |
|                  | Mảng (1x4)              | 31,4 – 41,2      | 12,5         | Đơn giản |

\*: Hệ số định hướng của anten.

**5. Kết luận**

Nhóm tác giả đã thiết kế thành công anten lưỡng cực điện từ băng thông rộng, cấu hình thấp sử dụng công nghệ mạch dải. Cấu trúc anten gồm 2 lớp điện môi, lớp điện

môi #1 là của anten, lớp điện môi #2 sử dụng cho tiếp điện khe khẩu độ. Anten đề xuất với kỹ thuật tiếp điện này giúp cho các lưỡng cực từ bức xạ chủ yếu trên cạnh khe khẩu độ nằm giữa các anten mạch dải ngắn mạch qua các cột kim loại. Do vậy, anten ME có thể thực hiện kích thích với chiều cao anten thấp hơn so với thông thường, tương ứng với khoảng cách từ các tấm kim loại đến mặt phẳng mặt đất là  $0,7874 \text{ mm}$  ( $\sim 0,15\lambda_{\text{eff}}$  ở 38 GHz). Anten ME cộng hưởng ở dải tần rộng với băng thông  $-10 \text{ dB}$  từ 32,2 GHz đến 42,8 GHz với độ lợi đỉnh là 6,09 dBi. Dựa trên phân tử anten ME đơn đã tối ưu, hai mảng anten 1 chiều 4 phần tử và 8 phần tử lần lượt được thiết kế sử dụng mạng tiếp điện đều băng thông rộng. Kết quả mô phỏng cho thấy hai anten mảng đề xuất khi cộng hưởng ở dải tần rộng tương tự như phân tử ME đơn và đạt độ lợi đỉnh là lần lượt là 12,5 dBi và 15,6 dBi tương ứng với anten mảng 4 phần tử và 8 phần tử.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Tariq, S., et al. "A new approach to antenna beamforming for millimeter-wave fifth generation (5G) systems", *Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS)*, 2018, IEEE.
- [2] Nouri, M., et al., "A wideband millimeter-wave antenna based on quasi-Yagi antenna with MIMO circular array antenna beamforming for 5G wireless networks", *Microwave and Optical Technology Letters*, 61(7), 2019, p. 1810-1814.
- [3] Zhang, J., et al., "5G millimeter-wave antenna array: Design and challenges", *IEEE Wireless communications*, 24(2), 2016, p. 106-112.
- [4] Lin, S.-D., et al., "Compact Design of Annular-Microstrip-Fed mmW Antenna Arrays", *Sensors*, 21(11), 2021, p. 3695.
- [5] Nouri, M., et al., "An optimized small compact rectangular antenna with meta-material based on fast multi-objective optimization for 5G mobile communication", *Journal of Computational Electronics*, 20(4), 2021, p. 1532-1540.
- [6] Wang, J., et al., "A Low-Profile Vertically Polarized Magneto-Electric Monopole Antenna With a 60% Bandwidth for Millimeter-Wave Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(1), 2020, p. 3-13.
- [7] Zhang, H., R.W. Ziolkowski, and H. Xin. "A compact metamaterial-inspired mmW CPW-fed antenna", *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, 2009, IEEE, DOI:10.1109/IWAT.2009.4906890.
- [8] Garg, R., et al., *Microstrip antenna design handbook*, Artech house, 2001.
- [9] Wang, Z., T. Liang, and Y. Dong, "Metamaterial-based, compact, wide beam-width circularly polarized antenna for 5G indoor application", *Microwave and Optical Technology Letters*, 63(8), 2021, p. 2171-2178.
- [10] Ahmad, I., et al. "Low Profile, Compact Size Frequency Reconfigurable Antenna for 5G mm-Wave Wireless Communication", *5th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS)*, 2020, IEEE, DOI:10.1109/ICCCS49078.2020.9118458.
- [11] J. Sun and K.-M. Luk, "Wideband Magneto-Electric Dipole Antennas for Millimeter-Wave Applications with Microstrip Line Feed", in 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Busan, South Korea, Oct. 2018.
- [12] Pedram, K., et al., "Compact and miniaturized metamaterial-based microstrip fractal antenna with reconfigurable qualification", *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 114, 2020, p. 152959.
- [13] David M. Pozar, "Microwave engineering", John Wiley & Sons, 2009.
- [14] W. Y. Yong, T. Emanuelsson, and A. A. Glazunov, "5G Wideband Magneto-Electric Dipole Antenna Fed by a Single-Layer Corporate-Feed Network based on Ridge Gap Waveguide", presented at the 14th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2020, Mar. 2020.