

KHẢO SÁT ANTEN VI DẢI BẰNG PHƯƠNG PHÁP SAI PHÂN HỮU HẠN MIỀN THỜI GIAN

SURVEYING THE FLAT CIRCUITS AT HIGH FREQUENCIES WITH FWM AND FDTD

Phạm Ngọc Sơn,
Phạm Thành Trung,
Trường Đại Học Sư Phạm Kỹ Thuật Tp HCM.

TÓM TẮT

Có nhiều phương pháp khác nhau để khảo sát được các mạch dạng phẳng ở tần số cao. Các mô hình phổ biến nhất là mô hình đường truyền vi dải, mô hình hốc cộng hưởng và mô hình toàn sóng. Trong các mô hình khảo sát này thì mô hình đường truyền vi dải là mô hình cho kết quả kém chính xác nhất và không thể áp dụng cho các mô hình mạch phẳng phức tạp. Còn mô hình hốc cộng hưởng cho kết quả chính xác hơn nhưng cũng phức tạp hơn so với mô hình đường truyền vi dải. Mô hình khảo sát này phù hợp với các dạng anten ghép và cho kết quả chấp nhận được. Còn đối với mô hình toàn sóng thì nói chung khi ứng dụng đều cho kết quả chính xác. Đây là công cụ linh động và có thể áp dụng cho những phân tử đơn lẻ hay những phân tử có hình dạng phức tạp hay hệ nhiều phân tử, Trong bài viết này chúng tôi xin giới thiệu mô hình toàn sóng và phương pháp sử dụng trong mô hình là phương pháp Sai phân hữu hạn miền thời gian.

Từ khóa: anten vi dải, FDTD, mô hình hốc cộng hưởng, mô hình toàn sóng.

ABSTRACT

There are various ways to survey the flat circuits at high frequencies. The most popular models are Microstrip Line Model (MLM), Cavity Model (CM) and Full-Wave Model (FWM). Among the above mentioned models, MLM is the least accurate model and unable to use for complex flat models. The CM is more accurate, and also more complex than the MLM. Yet, this model is well fit to the twin antenna with the good results. FWM is a flexible model that we can use for designing single patterns, complex patterns, or multi patterns also.... Therefore, this paper will in this context provide FWM and FDTD (Finite Difference Time Domain) method for surveying this model.

Key words: Microstrip line, FDTD, cavity model, full wave model.

I. GIỚI THIỆU PHƯƠNG PHÁP FDTD

Vào năm 1966, lần đầu tiên nhà vật lý K. S. Yee đã giới thiệu trên tạp chí IEEE, một tạp chí khoa học có uy tín về phương pháp mô phỏng FDTD áp dụng trong mô phỏng sóng điện từ, và cho đến nay đã có rất rất nhiều bài báo, công trình, tài liệu nghiên cứu thuộc lĩnh vực khảo sát sóng điện từ bằng phương pháp này đã được công bố.

Phương pháp FDTD chủ yếu được xây dựng dựa trên việc rời rạc hóa các phương trình truyền sóng điện từ do nhà bác học người Scotland, James Clerk Maxwell, thiết lập được là:

$$\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J} = \nabla \times \vec{H} \quad (1)$$

$$\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \nabla \times \vec{E} \quad (2)$$

1. Phương trình sai phân

Phương pháp để rời rạc hóa các phương trình này là dựa trên các định nghĩa sai phân, hay đạo hàm quen thuộc:

$$\text{Sai phân lùi: } \frac{d}{dx} f(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{f(x) - f(x - \Delta x)}{\Delta x} \quad (3)$$

$$\text{Sai phân tiến: } \frac{d}{dx} f(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{f(x + \Delta x) - f(x)}{\Delta x} \quad (4)$$

$$\text{Sai phân trung tâm: } \frac{d}{dx} f(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{f(x + \Delta x) - f(x - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (5)$$

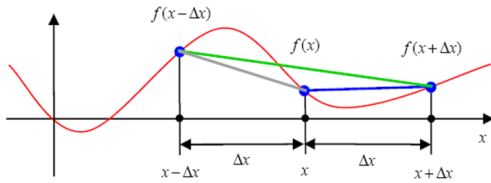
Xét một cách gần đúng, ta cho: $dx \rightarrow \Delta x$ là đoạn vô cùng bé thì từ (3), (4), (5) ta được:

$$\frac{d}{dx} f(x) \approx \frac{f(x) - f(x - \Delta x)}{\Delta x} \quad (6)$$

$$\frac{d}{dx} f(x) \approx \frac{f(x + \Delta x) - f(x)}{\Delta x} \quad (7)$$

$$\frac{d}{dx} f(x) \approx \frac{f(x + \Delta x) - f(x - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (8)$$

2. Áp dụng phương pháp FDTD để rời rạc các phương trình Maxwell



Hình 1: Minh họa các định nghĩa sai phân

Áp dụng các công thức sai phân (6), (7) và (8) để rời rạc hóa các phương trình của Maxwell, chúng ta sẽ thu được các công thức mô phỏng 3-D. Tuy nhiên, trước khi rời rạc hóa chúng ta sẽ bổ sung thêm phương trình liên hệ giữa đại lượng mật độ thông lượng điện \vec{D} với điện trường \vec{E} và từ trường \vec{H} :

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} \quad (9)$$

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{E} \quad (10)$$

$$\vec{D}(\omega) = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r^*(\omega) \cdot \vec{E}(\omega) \quad (11)$$

Trong đó: \vec{D} là mật độ thông lượng điện trường,

ϵ_r^* là giá trị điện môi phụ thuộc vào tần số.

Như chúng ta đã biết thì đại lượng mật độ

thông lượng điện trường \vec{D} không phụ thuộc vào đặc tính của môi trường chất đang khảo sát mà chỉ phụ thuộc vào đặc tính của nguồn phát sóng điện từ. Do đó khi thiết lập công thức quan hệ giữa mật độ dòng thông lượng điện \vec{D} và từ trường \vec{H} , thì dạng công thức sẽ đơn giản hơn do không phải xét đến yếu tố môi trường. Sau đó chúng ta lại cập nhật lại giá trị điện trường \vec{E} nhờ vào phương trình (9). Mặc dù số lượng phương trình sẽ nhiều hơn, nhưng nó sẽ giúp cho chương trình mô phỏng được thiết kế rõ ràng hơn. Biến đổi hai phương trình (9) và (10) chúng ta thu được các phương trình thành phần sau:

$$\frac{\partial D_x}{\partial t} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \quad (12)$$

$$\frac{\partial D_y}{\partial t} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (13)$$

$$\frac{\partial D_z}{\partial t} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad (14)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) \quad (15)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (16)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) \quad (17)$$

Áp dụng phương pháp sai phân FDTD để rời rạc hóa các phương trình trên, chúng ta xét trước hai phương trình (14) và (17), khi rời rạc hóa sẽ thu được:

$$D_z^{n+1/2}(i, j, k + 1/2) = D_z^{n-1/2}(i, j, k + 1/2) + \frac{\Delta t}{\Delta x \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \begin{pmatrix} H_y^n(i + 1/2, j, k + 1/2) \\ -H_y^n(i - 1/2, j, k + 1/2) \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$- \frac{\Delta t}{\Delta y \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \begin{pmatrix} H_x^n(i, j + 1/2, k + 1/2) \\ -H_x^n(i, j - 1/2, k + 1/2) \end{pmatrix}$$

$$H_z^{n+1}(i + 1/2, j + 1/2, k) = H_z^{n-1/2}(i + 1/2, j + 1/2, k) - \frac{\Delta t}{\Delta x \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \begin{pmatrix} E_y^{n+1/2}(i + 1, j + 1/2, k) \\ -E_y^{n+1/2}(i, j + 1/2, k) \end{pmatrix} \quad (19)$$

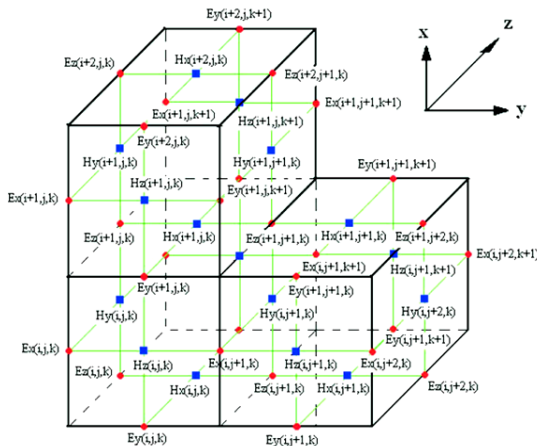
$$+ \frac{\Delta t}{\Delta y \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \begin{pmatrix} E_x^{n+1/2}(i + 1/2, j + 1, k) \\ -E_x^{n+1/2}(i + 1/2, j, k) \end{pmatrix}$$

Áp dụng một cách tương tự như trên chúng ta rời rạc hóa các phương trình còn lại. Từ dạng phương trình đã được rời rạc hóa này, chúng ta có thể hình dung được không gian mô phỏng sẽ có cấu trúc dạng lưới như ở hình 2. Trong lưới không gian mô phỏng đó sẽ có các nút lưới, ở mỗi nút lưới không gian mô phỏng đó sẽ được gắn với giá trị hoặc là của điện trường hoặc là của từ trường.

Trong đó: c là vận tốc ánh sáng, bằng 3.10^8 (m/s),

$\Delta x, \Delta y, \Delta z$ lần lượt là chiều dài của các cạnh của một ô lưới Yee.

Công thức này được đưa ra bởi ba nhà khoa học là Courant, Freidrichs và Lewy. Do đó, đôi khi người ta còn gọi điều kiện này là điều kiện CFL.



Hình 2: Minh họa cấu tạo lưới mô phỏng FDTD 3-D

3. Điều kiện chọn bước thời gian mô phỏng

Trong bài toán mô phỏng điện từ trường bằng phương pháp FDTD, việc chọn một giá trị cho bước thời gian cũng là một bước quan trọng bởi lẽ nó sẽ ảnh hưởng trực tiếp đến kết quả đầu ra và độ ổn định của bài toán. Người ta đã chứng minh được rằng, để có được mong muốn như trên thì điều kiện về bước thời gian phải là:

$$\Delta t \leq \Delta t_{\max} = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (20)$$

4. Tín hiệu dùng trong mô phỏng

Tín hiệu dùng trong bài toán mô phỏng có thể có bất kỳ hình dạng nào, nhưng thường được sử dụng là dạng xung Gauss. Xung này có phổ tần số cũng là hình Gauss và cung cấp được một phổ tần rộng, từ tín hiệu DC liên tục đến một tần số giới hạn nào đó mà chúng ta mong muốn bằng cách thiết lập thông số cho xung. Phương trình dạng liên tục của xung Gauss là:

$$f(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (21)$$

Trong đó: t_0 là thời gian trì hoãn xung,

T là độ rộng xung (ảnh hưởng đến phổ tần của xung).

Dạng rời rạc của tín hiệu xung Gauss là:

$$f(nT_s) = e^{-\frac{(nT_s - mT_s)^2}{xT_s}} = e^{-\frac{(n-m)^2}{x}} \quad (22)$$

Với: n là bước thời gian chạy hiện tại,

M là thời gian trì hoãn xung,

x là độ rộng của xung.

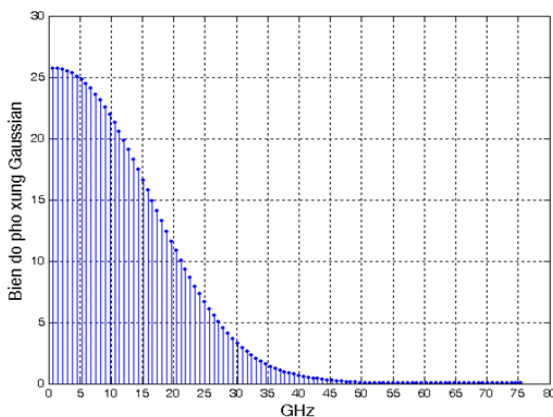
5. Điều kiện biên hấp thụ

Như đã nói ở trên, miền không gian tính toán của phương pháp FDTD là hữu hạn, do đó chúng ta cần phải có một biên có khả năng hấp thụ được các thành phần trường của tín hiệu lan truyền đến nhằm tránh hiện tượng phản xạ không mong muốn của tín hiệu tại biên của không gian bài toán. Có nhiều dạng biên hấp thụ như biên hấp thụ Mur bậc nhất, bậc hai, bậc ba, biên hấp thụ Chebyshev, biên hấp thụ bình phương tối thiểu, biên hấp thụ Newman, biên hấp thụ PML,... Người ta gọi tên chung các biên hấp thụ này là biên ABC (Absorbing Boundary Conditions).

Biên hấp thụ được sử dụng trong bài viết này là biên PML (Perfect Match Layer) vì biên này có ưu điểm là khi không gian thiết kế có biên rất gần với đối tượng mô phỏng (anten phát, anten thu,...) thì khả năng hấp thụ tín hiệu tới biên vẫn rất tốt.

6. Mô phỏng các vật dẫn

Các vật dẫn có hệ số điện dẫn rất lớn, do đó trong mô phỏng chúng ta có thể xem gần đúng các vật dẫn là lý tưởng. Khi mô phỏng các bề mặt dẫn của các mạch phẳng chúng ta lại xem gần đúng bề dày của các vật dẫn là bằng không. Việc làm gần đúng này nói chung không làm giảm nhiều độ chính xác của bài toán mô phỏng. Các thành phần điện trường trên bề mặt vật dẫn có phương tiếp tuyến với bề mặt vật dẫn sẽ có giá trị bằng không.



Hình 3: Phổ biên độ xung Gauss

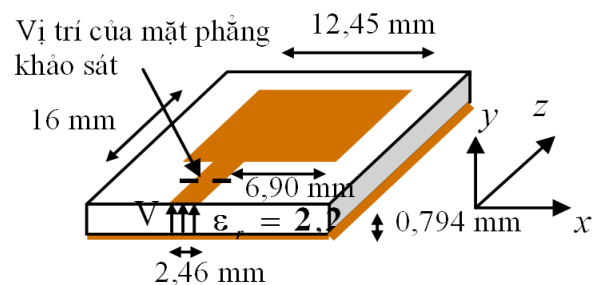
II. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Như đã nói ở trên, xung được chọn mô phỏng là xung Gauss. Phổ tần của xung Gauss đã dùng để mô phỏng được vẽ ra ở hình 3. Chúng ta sẽ dùng xung tín hiệu Gauss để cấp cho mạch cần khảo sát.

Một anten vi dải được mô phỏng có hình dạng và kích thước được mô tả theo hình 4. Anten này có lớp điện môi nền có trị số là 2.2, chiều cao lớp điện môi là 0,794mm, còn anten vuông có kích thước là $12,45 \times 16,00$ mm, đường truyền vi dải có bề rộng là 2,46 mm và cách một cạnh của anten vuông là 6,09mm.

Như đã đề cập, việc rời rạc hóa các phương trình Maxwell dẫn đến không gian mô phỏng sẽ có dạng lưới, điều này kéo theo phải rời rạc hóa cấu trúc của anten vi dải để mô phỏng. Chúng ta chọn chiều dài của các bước không gian mô phỏng theo các chiều sao cho hợp lý, nghĩa là chiều dài của các bước không gian mô phỏng không nên quá nhỏ vì khi đó số ô lưới có bên trong không gian mô phỏng sẽ tăng lên rất nhiều và kết quả sẽ dẫn đến thời gian tính toán mô phỏng sẽ rất lâu. Bên cạnh đó bước không gian cũng không nên quá lớn để đảm bảo được độ chính xác của kết quả mô phỏng, sao cho Δx , Δy và Δz vẫn là các phần tử vô cùng bé để có thể áp dụng được các định nghĩa sai phân.

Các thông số liên quan đến kích thước không gian và bước thời gian được chọn cho mô



Hình 4: Cấu trúc anten vi dải

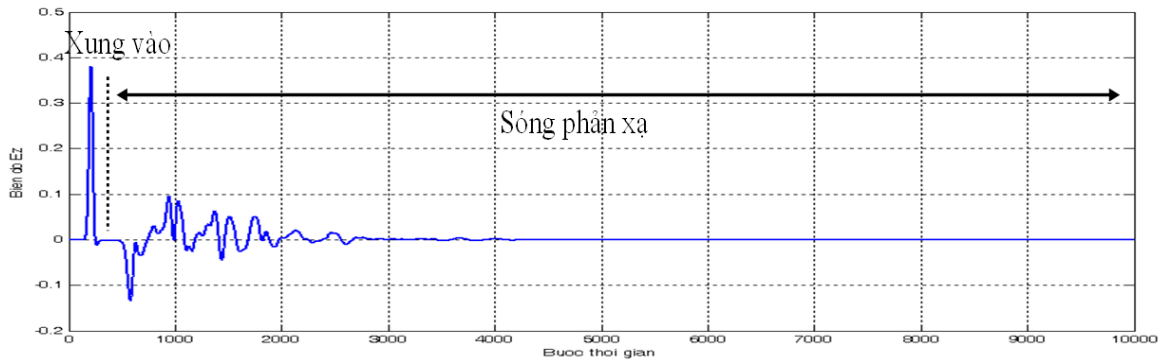
Δx (mm)	Δy (mm)	Δz (mm)	Δt (ps)
0.389	0.400	0.265	0.441

Bảng 1: Kích thước không gian và bước thời gian mô phỏng

phòng được chỉ ra trong bảng 1.

Xung Gauss được cấp vào tại vị trí V_p như ở hình 4, tín hiệu xung này sẽ được đường truyền vi dải truyền đi đến phần anten vuông và sau khoảng 10.000 bước thời gian thì thấy

kết quả hội tụ ở khoảng 3000 bước thời gian, tức sau khoảng 1.323 ps. Để có thể khảo sát các đặc tính của anten vi dải, chúng ta sẽ viết một đoạn chương trình nhỏ để thu thập các giá trị điện trường tại vị trí mặt phẳng khảo sát, kết quả khảo sát thu được ở hình 5.



Hình 5: Xung vào và sóng phản xạ tại vị trí mặt phẳng khảo sát

Vị trí mặt phẳng khảo sát được đặt trên đường truyền vi dải tại một điểm nào đó đủ xa nguồn để không bị ảnh hưởng của các tín hiệu bức xạ từ biên hấp thụ và cũng không quá gần cạnh của anten vuông.

Lưu ý rằng số bước thời gian chọn mô phỏng là 10.000 bước thời gian, tương đương thời gian thực là 4.410 ps, nhưng thời gian mô phỏng có thể sẽ rất lâu tùy thuộc vào tốc độ xử lý của máy tính dùng trong mô phỏng, trường hợp máy tính dùng để mô phỏng chương trình này là máy IBM-T30, 256MB RAM và tốc độ xử lý CPU là 1,8GHz thì với 10.000 bước thời gian máy tính sẽ tính toán xong sau khoảng 5 - 6 giờ. Bây giờ dựa vào kết quả đã thu được chúng ta sẽ tính thông số phát xạ S_{ij} của anten vi dải để tìm hiểu đặc tính của anten. Thông số S_{ij} được tính theo công thức sau:

$$S_{i,j}(\omega)_{db} = 20 \cdot \log_{10} \frac{E_i(\omega)}{E_j(\omega)} \quad (23)$$

Trong đó:

$E_i(\omega)$ là điện trường tại ngõ i ,

$E_j(\omega)$ là điện trường tại ngõ j .

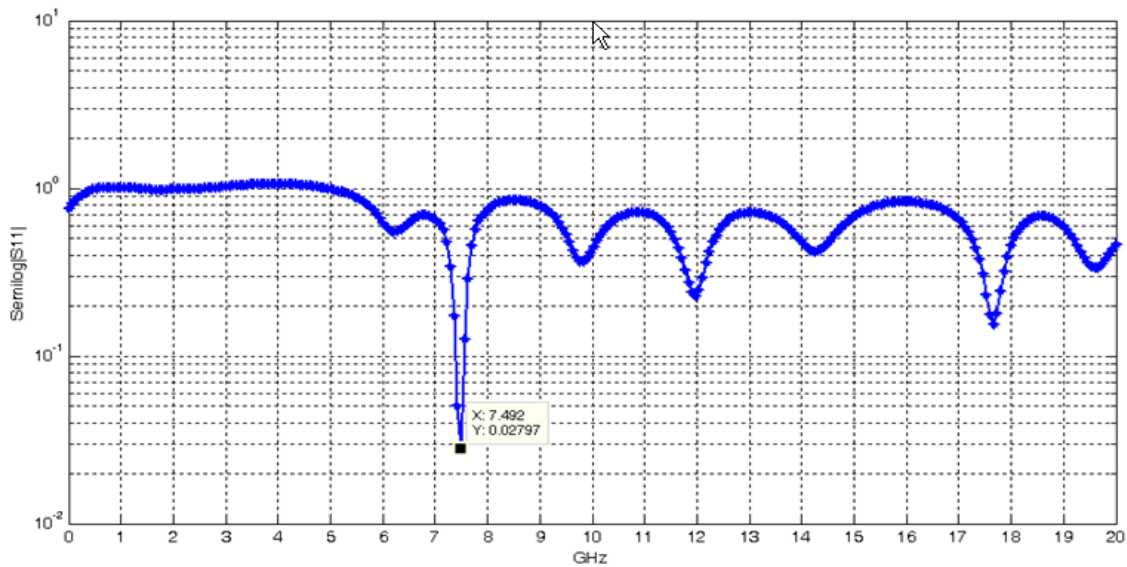
Để tính toán phổ biên độ của xung vào cũng như xung phản xạ chúng ta có thể sử dụng hàm sẵn có trong chương trình Matlab hoặc có thể viết đoạn chương trình xử lý tín hiệu bằng phương pháp biến đổi Fourier rời rạc.

Hình 6 cho chúng ta thấy hình ảnh điện trường bên trong anten vi dải sau các bước thời gian tương ứng, nếu nhìn vào hình ảnh sóng điện từ bên trong anten vi dải liên tục theo thời gian chúng ta có thể thấy được sóng điện từ sẽ có hiện tượng phản xạ khi đi ra đến gần các cạnh của anten vi dải. Hình 7 cho chúng ta thấy đường biểu diễn kết quả xử lý thông số S_{11} trong khoảng từ $0 \rightarrow 20$ GHz. Thông số S_{11} là thông số phản xạ suy hao, cho chúng ta biết được các thành phần tần số nào sẽ được cộng hưởng, thành phần tần số nào sẽ phản xạ trở lại và không được cộng hưởng. Ở đây i và j cùng nằm ở lõi vào tín hiệu của anten và có trị số bằng 1. Do đó để thu được tín hiệu xung vào và tín hiệu sóng phản xạ, chúng ta sẽ viết đoạn chương trình để tách ra giá trị xung vào và sóng phản xạ của dữ liệu thu được ở hình 5. Từ đó tính toán phổ tần số cho thành phần xung vào và thành phần sóng phản xạ. Áp dụng công thức (22), chúng ta sẽ thu được kết quả thông số S_{11} . So sánh kết quả đã được xử lý này với kết quả thu được từ đo

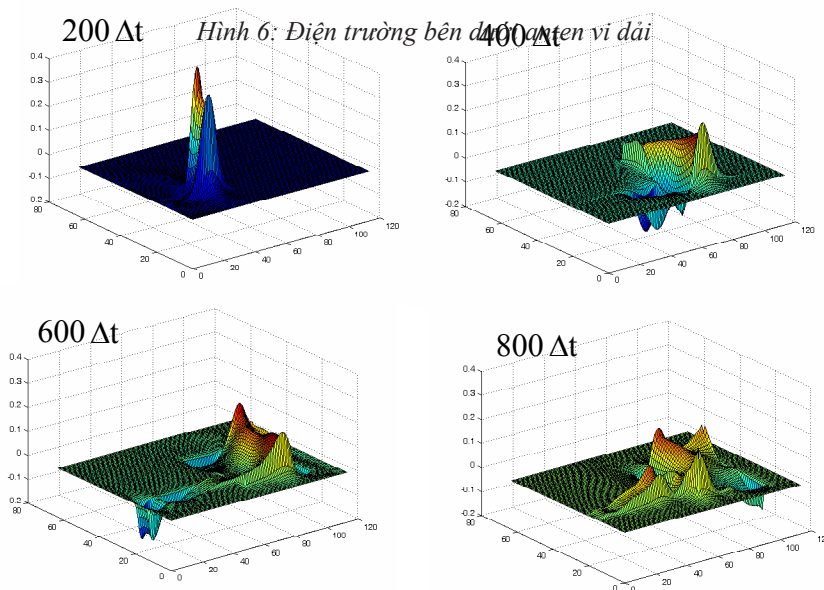
đặc thực nghiệm cho thấy một sự phù hợp rất tốt với thực nghiệm.

Nhìn vào đường biểu diễn thông số S_{11} chúng ta có thể thấy trong khoảng từ $0 \rightarrow \sim 7\text{GHz}$ thì hầu hết biên độ phổ của các thành phần tần số này đều đã bị phản xạ trở lại tại vị trí cung cấp nguồn tín hiệu và sẽ bị suy hao nhanh chóng do bức xạ đi ra ngoài không gian. Còn ở tần số $7,492\text{GHz}$ thì biên độ phổ tín hiệu phản xạ lại là rất nhỏ, do đó thành phần tần số này sẽ được giữ lại bên trong

phần không gian ngay bên dưới bề mặt anten vuông. Điều này có thể được giải thích là do khoảng cách từ vị trí của anten vuông đến bề mặt kim loại bên dưới hay còn gọi là mặt phẳng đất đủ nhỏ thì phần không gian ở giữa vị trí anten vuông và mặt phẳng đất sẽ giống như một cái hốc cộng hưởng. Hình 7 chúng ta thấy ngoài thành phần tần số cộng hưởng nêu trên còn có tần số cộng hưởng ở khoảng $\sim 18\text{GHz}$, ngoài ra còn có một số thành phần tần số cộng hưởng phụ.



Hình 7: Đường biểu diễn thông số S_{11} ở tần số $0 \rightarrow 20\text{GHz}$



Hình 6: Điện trường bên trong anten vi dải

III. KẾT LUẬN

Phương pháp FDTD đã cho một kết quả mô phỏng khá tốt. Mặc dù phổ tần số của xung tín hiệu Gauss thiết lập kéo dài từ 0 → ~50GHz, nhưng do kết quả thực nghiệm, chỉ khảo sát trong khoảng từ 0 → 20GHz nên bài viết này cũng xin giới thiệu kết quả mô phỏng thu được trong khoảng tần số giới hạn theo kết quả thực nghiệm.

Phương pháp FDTD đã cho thấy được phần nào ưu điểm của nó trong khả năng mô phỏng. Vì thế chúng ta có thể áp dụng phương pháp này để khảo sát, kiểm tra và đánh giá một thiết bị phù hợp nào đó trước khi được đưa vào sản xuất thử nghiệm, nhờ đó sẽ tiết kiệm được một phần chi phí và thời gian.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, 2000.
- Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Willey & Sons, 1997.
- Gonca Cakir, Levent Sevgi, *Design, Simulation and Tests of a Low-cost Microstrip Patch Antenna Arrays for the Wireless Communication*, Turk J Elec Engin, Vol.13, No.1 2005.

K.R. Rao and P.C. Yip, David Hall and James Llinas, Lal Chand Godara, Robert Crane, Guarav Sharma, Yu Hen Hu and Jeng-Neng Hwang, Antonia Papandreou-Suppappola, Gillian Davis, Vyacheslav Tuzlukov, Nikolaos Uzunoglu and Konstantina S. Nikita, *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, CRC Press LLC, 2002.

Nguyễn Hữu Phương, *Xử Lý Tín Hiệu Số*, Nxb.Thống Kê, 2003.

Nguyễn Phùng Quang, *Matlab & Simulink Dành Cho Kỹ Sư Điều Khiển Tự Động*, Nxb.Khoa Học và Kỹ Thuật, Hà Nội, 2005.

R.Garg, P. Bhartia, I. Bahl & A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Boston. London, 2001.

Website: <http://www.FDTD.org>

Yee, K. S., "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. 14, 1966, pp. 302-307.