

# روش جدید مدل سازی مجازی ساختارهای میکروویو در FDTD

کریم سلیمی ، محمد امیر فلاح

۱- دانشگاه آزاد اسلامی واحد نی ریز

۲- پژوهشکده هیدروفیزیک شیراز

## چکیده

امروزه استفاده از روش‌های تحلیلی پهن باند در حوزه زمان نظیر FDTD برای تحلیل دقیق ساختارهای میکروویو در یک طیف فرکانسی گسترده، به دلیل قابلیت‌های فراوان و انعطاف‌پذیری منحصر بفرد اینگونه روشها به سرعت رو به گسترش است. اما تحلیل ساختارهایی نظیر آرایه‌ها که ابعاد فیزیکی آنها چندین برابر طول موج است و در شبکه مش بندی تعداد زیادی از مش‌های فضای تحلیل را اشغال می‌کنند، به دلیل نیاز به حجم بالای حافظه و زمان زیادی که برای کامل شدن تحلیل مورد نیاز است، مشکلاتی را ایجاد می‌کند. اما با کمی دقت می‌توان متوجه شد که در چنین ساختارهای پیچیده‌ای، کل ساختار از یک قسمت اصلی و چند قسمت جانبی تشکیل شده که بیشتر به عنوان ورودی یا خروجی کل سیستم شناخته می‌شوند و پاسخ این قسمت‌ها به عنوان خروجی تحلیل از اهمیت چندانی برخوردار نمی‌باشد، بعلاوه به علت باریکی باند فرکانسی این بلوک‌های الحاقی، مزیت اصلی روشهای زمانی که پهن باند بودن آنهاست، از دست می‌رود. روش پیشنهادی برای حل همزمان این دو مشکل، که بتواند دقت مورد نیاز را نیز داشته باشد، خارج کردن این قسمت‌های جانبی از فضای مش بندی و افزودن مقداری کار پردازشی به الگوریتم روش FDTD به منظور مدل سازی مجازی (Implicit) این بلوک‌ها در کل الگوریتم است. روش مدل سازی مجازی فوق در ضمن سادگی و انعطاف پذیری، قابلیت پیاده سازی هر نوع ساختار میکروویو را نیز دارا می‌باشد.

**واژه‌های کلیدی : ساختار میکروویو - مدل سازی مجازی - پاسخ پهن باند - FFT - FDTD**

## مقدمه

معمولاً در روشهای فرکانسی برای جاروب هر تک فرکانس نیاز به یک مرتبه تحلیل کل ساختار داریم که تنها مزیت آن استفاده کمتر از حجم حافظه است ولی برای داشتن یک پاسخ پهن باند، زمان آنالیز بسیار بالا می‌رود. به همین دلیل در سالهای اخیر

استفاده از روشهای تحلیل پهن باند نظیر  $^1\text{FDTD}$  و  $^2\text{TLM}$  که روشهایی زمانی اند رو به گسترش است. اما در بیشتر ساختارهای میکروویوی معمولاً کل سیستم از یک قسمت مرکزی و چند قسمت جانبی تشکیل شده که به طور معمول این بلوک های جنبی، بلوکهایی باند باریک اند که پاسخ فرکانسی آنها نیز در محدوده کاری آنها مشخص است و وارد کردن آنها در شبکه مش بندی و تحلیل آنها همراه اجزاء اصلی سیستم، اطلاعات مفید و جدیدی به طراح نمی دهد و فقط باعث افزایش حجم حافظه و زمان آنالیز می گردد، علاوه بر این تحلیل قسمت هایی که از لحاظ فرکانسی باند باریک هستند، باعث محدود شدن پهنای باند فرکانسی پاسخ کلی سیستم می گردد و پاسخ قسمت هایی از ساختار که باند باریک نیستند نیز با وجود پهن باند بودن تحلیل، فقط در یک محدوده کوچک فرکانسی وجود خواهد داشت و از عملکرد این قسمت ها در سایر فرکانس ها اطلاعی در دست نیست و این مشکل زمانی حادتر می گردد که قسمت اصلی ساختار پهن باند باشد و این قسمت های باند باریک جزء قسمت هایی باشند که به طور الحاقی به مجموعه افزوده می گردند و به طور مجزا برای هر محدوده فرکانسی طراحی می شوند، مانند مقسم های توان ورودی، کوپلرها، شیفت دهنده های فاز و سیرکولاتورها.

در زیر برای حل همزمان دو مشکل فوق روش جدیدی بر پایه مدل سازی غیر واضح<sup>۳</sup> ارائه می گردد که ضمن پهن باند بودن مدل پیشنهادی، به علت غیر واضح بودن ساختار مدل شده، حجم حافظه برای قسمت های غیر مهم اشغال نمی گردد.

### بلوک دیاگرام ساختار

هر ساختار  $n$  پورتهی مغناطیسی در حالت کلی دارای یک ماتریس پراکندگی به صورت زیر است [۱]:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & \dots & \dots & S_{nn} \end{pmatrix}, S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\angle S_{ij}} \quad (1)$$

که تمام اعضای آن اعداد مختلط با فاز و دامنه خاص خود می باشند.

حال ساختار مورد نظر را به صورت شکل (۱) در نظر می گیریم که از دو قسمت  $A$  و  $B$  تشکیل شده و بلوک  $A$  جزء اصلی سیستم و بلوک  $B$  جزء باند باریک الحاقی به جزء اصلی می باشد. در حالت معمولی تحلیل، باید کل بلوک های  $A$  و  $B$  را در فضای مش بندی شده پیاده سازی کرد، اما در اینجا فرض بر اینست که بلوک  $A$  کاملاً درون فضای مش بندی تحلیل قرار دارد، در حالیکه در بلوک  $B$  پورتهای  $m$  تا  $n$  هر کدام یک یا چند مش از فضای تحلیل را اشغال می کنند و بقیه پورتهای خارج از مش بندی قرار دارند. در نهایت هدف مدل سازی غیر واضح بلوک  $n$  پورتهی  $B$  است.

### مدل سازی

<sup>1</sup> Finite-Difference Time-Domain  
<sup>2</sup> Transmission Line Matrix method  
<sup>3</sup> Implicit

می‌دانیم  $m-1$  پورت از بلوک  $n$  پورتهی  $B$  خارج از فضای مش بندی و بقیه داخل آن قرار دارند، برای  $n$  پورتهی  $A$  روابط زیر برقرار است:

$$V^- = (V_1^-, V_2^-, \dots, V_n^-) \quad (2)$$

$$V^+ = (V_1^+, V_2^+, \dots, V_n^+) \quad (3)$$

$$V^- = SV^+ \quad (4)$$

که  $V^+$  و  $V^-$  به ترتیب ولتاژهای برخوردی و برگشتی روی پورتهای می‌باشند. آنچه معلوم است، ولتاژهای برخوردی به پورتهای 1 تا  $m-1$  یعنی  $[V_1^+, V_2^+, \dots, V_{m-1}^+]$  می‌باشد که در واقع نقش تغذیه را ایفا می‌کنند، از طرفی با استفاده از قانون فارادی [۲] پیاده شده در فضای مش بندی شکل (۲)، مقادیر  $v_T(t) = v^-(t) + v^+(t)$  در هر Time-step در هر کدام از پورتهای  $m$  تا  $n$  قابل محاسبه است. حال معادله (۴) را به صورت زیر می‌نویسیم:

$$\begin{pmatrix} V_1^- \\ \dots \\ V_{m-1}^- \\ V_m^- \\ \dots \\ V_n^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & \dots & \dots & s_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{m-1,1} & \dots & \dots & \dots & \dots & s_{m-1,n} \\ s_{m1} & \dots & \dots & \dots & \dots & s_{mn} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{n1} & \dots & \dots & \dots & \dots & s_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ \dots \\ V_{m-1}^+ \\ V_m^T \\ \dots \\ V_n^T \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & s_{1m} & \dots & s_{1n} \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & s_{m-1,m} & \dots & s_{m-1,n} \\ 0 & \dots & 0 & s_{mm} & \dots & s_{mn} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & s_{nm} & \dots & s_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^- \\ \dots \\ V_{m-1}^- \\ V_m^- \\ \dots \\ V_n^- \end{pmatrix} \quad (5)$$

که در آن  $v_T(t)$  و  $V_T(f)$  زوجهای فوریه یکدیگر هستند، یعنی:

$$v_T(t) \xrightarrow{\text{Fourier}} V_T(f) \quad (6)$$

سپس معادله (۵) را به شکل زیر مرتب می‌کنیم:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & s_{1m} & \dots & s_{1n} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & s_{2m} & \dots & s_{2n} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & s_{m-1,m} & \dots & s_{m-1,n} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1+s_{mm} & \dots & s_{m,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & s_{nm} & \dots & 1+s_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \dots \\ V_{m-1}^- \\ V_m^- \\ \dots \\ V_n^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & \dots & s_{1m} & \dots & s_{1n} \\ s_{21} & \dots & \dots & \dots & s_{2m} & \dots & s_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{m-1,1} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & s_{m-1,n} \\ s_{m1} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & s_{m,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{n1} & \dots & \dots & \dots & s_{nm} & \dots & s_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \dots \\ V_{m-1}^+ \\ V_m^T \\ \dots \\ V_n^T \end{pmatrix} \quad (7)$$

و یا به صورت خلاصه:

$$S_{\text{Special}} V^- = S_{\text{Def}} V^+ \quad (8)$$

که در آن:

$$S_{Special} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & s_{1m} & \dots & s_{1n} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & s_{2m} & \dots & s_{2n} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & s_{m-1,m} & \dots & s_{m-1,n} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1+s_{mm} & \dots & s_{m,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & s_{nm} & \dots & 1+s_{nn} \end{pmatrix}, \quad V_{Def} = \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \dots \\ V_{m-1}^+ \\ V_m^T \\ \dots \\ V_n^T \end{pmatrix} \quad (9)$$

و در نهایت چنین داریم :

$$V^- = S_{Special}^{-1} S V_{Def} = \alpha V_{Def} \quad (10)$$

مشاهده می‌شود که طرف راست معادله فوق تماماً کمیاتی معلوم‌اند، در نتیجه  $V^-$  به سادگی قابل محاسبه است. حال پس از محاسبه  $V^-$  می‌توان  $V^+$  را نیز از رابطه زیر بدست آورد:

$$V^+ = S S_{Special}^{-1} S V_{Def} = \beta V_{Def} \quad (11)$$

### حل معادله

نکته مهم در حل معادله (۷) اینست که ما در هر Time-step از تحلیل فقط مقادیر زمانی  $V_{Def}$  در معادله (۷) را داریم، در حالیکه کمیات مورد استفاده در معادله فوق کمیات حوزه فرکانس‌اند. برای حل این مشکل معادله  $i$  ام از دستگاه  $n$  معادله  $n$  مجهول مورد بحث در رابطه (۷) را به صورت مجزا به شکل زیر در نظر بگیرید:

$$V_i^- = \sum_{j=1}^n \alpha_{ij} V_{(Def)_j} \quad (12)$$

که می‌توان هر جمله آن را به شکل زیر نوشت :

$$\alpha_{ij}(f) V_{(Def)_j}(f) = |\alpha_{ij}(f)| V_{(Def)_j}(f) e^{jZ\alpha_{ij}(f)} e^{jZV_{(Def)_j}(f)} \quad (13)$$

که بدین معناست که به ولتاژ هر پورت در هر فرکانس خاص  $f$  یک بهره و یک فاز تابع فرکانس تزریق شده است. در واقع چنین استنباط می‌گردد که از سیگنال زمانی  $v_{Def}(t)$  یک تبدیل فوریه گرفته شده و سپس در ضریب  $|\alpha_{ij}(f)| e^{jZ\alpha_{ij}(f)}$  که تابع فرکانس است، ضرب شده است. از سویی مشاهده می‌کنیم که ضریب فوق ترکیبی از یک بلوک بهره و یک بلوک فاز تابع فرکانس است و از سویی دیگر هدف اصلی کار این است که پاسخ بلوک A که در واقع قسمت اصلی سیستم است را در یک محدوده وسیع فرکانسی بدست آوریم، بدین منظور می‌بایست تغذیه اعمال شده به این قسمت یک تغذیه پهن باند باشد، یعنی خروجی بلوک الحاقی B که تغذیه ورودی بلوک A است باید پهن باند باشد که لازمه این موضوع پهن باند بودن ورودی بلوک B و پاسخ خود بلوک B است. اما تغذیه ورودی در آنالیزهای پهن باند به طور معمولی دارای طیف فرکانسی گسترده‌ای است که نمونه آن پالس گوسی است، در نتیجه تنها مورد قابل بحث پاسخ فرکانسی بلوک B است که اگر پهن باند باشد مشکلی وجود ندارد. اما از آنجایی که این بلوک‌های الحاقی معمولاً باند باریک‌اند و برای کار در محدوده‌های فرکانسی مشخص و محدود طراحی می‌شوند، در اکثر موارد با یک بلوک باند باریک سر و کار داریم. به همین دلیل برای یک

تحلیل پهن باند، فرض می‌کنیم که پاسخ بلوک B روی تمام باند فرکانسی مانند پاسخ آن روی محدوده فرکانسی فعلی آن است و چون پاسخ باند باریک این قسمت‌ها یکنواخت است، تنها می‌بایست تاثیرات شیفت فاز این بلوک را روی خروجی در نظر گرفت. در زیر به پیاده سازی شیفت دهنده فاز این بلوک می‌پردازیم.

### شیفت دهنده فاز پهن باند

بلوک دیاگرام شیفت دهنده فاز پهن باند مطابق شکل (۳) است که تابع  $e^{j\phi}$  نشانگر ایجاد اختلاف فاز  $\phi$  بین ورودی و خروجی است. حال فرض کنید  $x(t)$  سیگنال زمانی ورودی و  $y(t)$  سیگنال زمانی خروجی از این بلوک باشد، برای شبیه سازی عملکرد این بلوک به شکل زیر عمل می‌کنیم:  
ابتدا از سیگنال ورودی تبدیل فوریه می‌گیریم:

$$X(f) = f[x(t)] \quad (14)$$

چون سیگنال حقیقی است قسمت‌های مثبت و منفی طیف فرکانسی آن قرینه‌اند [۳]، در نتیجه داریم:

$$Y(f) = \begin{cases} X(f)e^{j\phi} & f > 0 \\ X(f)e^{-j\phi} & f < 0 \end{cases} \quad (15)$$

و در نهایت خواهیم داشت:

$$y(t) = f^{-1}[Y(f)] \quad (16)$$

که نشانگر سیگنال زمانی خروجی است. در شکل (۴) شکل موج خروجی برای سیگنال زمانی ورودی که یک پالس گوسی است در زاویه شیفت فاز نوعی ۹۰ درجه ترسیم شده است.

### الگوریتم محاسبه

حال با توجه به مطالب فوق می‌توان الگوریتم پیشنهادی شکل (۵) را برای حل معادله (۷) بکار برد. قسمت اصلی حلقه، در واقع بیانگر الگوریتم ساختاری روش FDTD است [۴، ۵]، که شامل به روز کردن میدان‌های الکتریکی، اعمال تغذیه به سیستم، به روز کردن میدان‌های مغناطیسی و اعمال لایه جاذب می‌باشد. تنها قسمت افزوده شده بلوک جانبی است که الگوریتم زیر را برای حل معادله (۷) بکار می‌برد:

الف- به روز کردن میدان‌های الکتریکی.

$$1- \text{اعمال قانون فارادی برای محاسبه ولتاژهای } v_{i=mn}^T(t)$$

۲- محاسبه مقادیر  $V_{i=1:n}^T(f)$  با اعمال تبدیل FFT روی داده‌های گسسته محاسبه شده در مرحله اول در پورتهای m تا

n و مقادیر معلوم تغذیه زمانی تزریق شده به پورتهای 1 تا m-1 از بلوک B.

۳- حل معادله (۷) با مقادیر معلوم  $V_{i=1:n}^T(f)$  و مقادیر مجهول  $V_{i=1:n}^-(f)$ .

۴- محاسبه مقادیر  $V_{i=1:n}^+(f)$  از رابطه (۱۱).

۵- محاسبه بردار  $v_{i=1:n}^+(t)$  با گرفتن تبدیل عکس FFT از بردار  $V_{i=1:n}^+(f)$ .

ب- اعمال تغذیه به سیستم با داشتن مقادیر  $v_{i=1:n}^+(t)$ .

ج- به روز کردن میدان‌های مغناطیسی.

د- اعمال لایه جاذب.

بدین ترتیب بدون وارد کردن بلوک B در فضای مش بندی و فقط با مقداری کار پردازشی اضافی، از اشغال حجم حافظه توسط قسمت‌های کم اهمیت یا بی اهمیت ساختار جلوگیری می‌شود. در پایان، خروجی کار، پاسخ طیف گسترده بلوک A می‌باشد که بررسی دقیقتر کل ساختار را برای طراح میسر می‌سازد. لازم به یاد آوری است که چون در ابتدای تحلیل پاسخ بلوک B را روی تمام این باند یکنواخت فرض کرده بودیم، پاسخ واقعی مجموعه بلوک A و B فقط در پهنه فرکانسی مشترک

بین دو بلوک معتبر است. در واقع هم پاسخ پهن باند بلوک A را در خروجی داریم و هم پاسخ مجموعه دو بلوک را روی محدوده فرکانسی محدود و مشترک بین آنها.

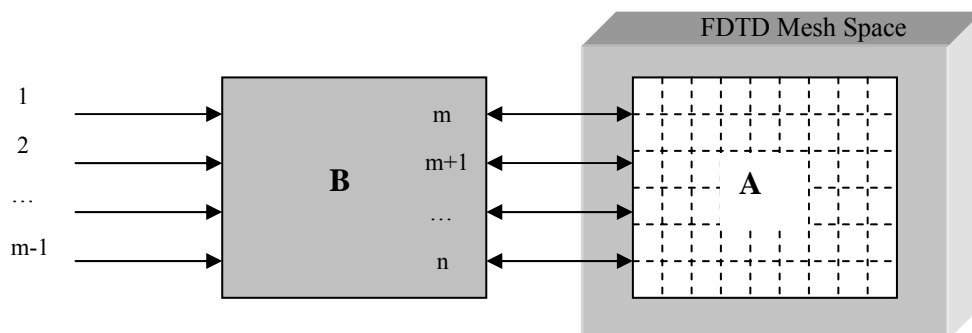
### نحوه استفاده از روش مدل سازی مجازی

در زیر با بیان مثالی ساده نحوه استفاده از این روش مدل سازی را بیان می‌کنیم: یک آنتن آرایه فازی مایکرواستریپ مطابق شکل (۶) در نظر بگیرید. واضح است که هر المان آرایه به طور مجزا به یک بلوک متشکل از یک شیفت دهنده فاز و یک تقویت کننده با بهره متغیر متصل است و تمامی این بلوک‌ها نیز به یک مقسم توان اصلی ختم می‌شوند. اگر بخواهیم کل سیستم را در فضای مش بندی پیاده سازی کنیم، نه تنها با اتلاف حافظه و زمان آنالیز بسیار بالا مواجه می‌شویم، بلکه محدودیت پهنای باند هر کدام از بلوک‌های شکل (۶-الف) نیز باعث محدود شدن پهنای باند کل سیستم می‌گردد و پاسخی طیف گسترده از قسمت اصلی سیستم، یعنی آرایه آنتن‌ها نیز نخواهیم داشت که برای رفع این مشکل می‌توان شکل (۶) را به صورت مجموع یک بلوک اصلی یعنی آرایه آنتن‌ها (شکل (۶-ب)) و چند بلوک الحاقی تغذیه کننده که در شکل (۶-الف) آمده، در نظر گرفت و تحلیل را با روش معرفی شده، ادامه داد.

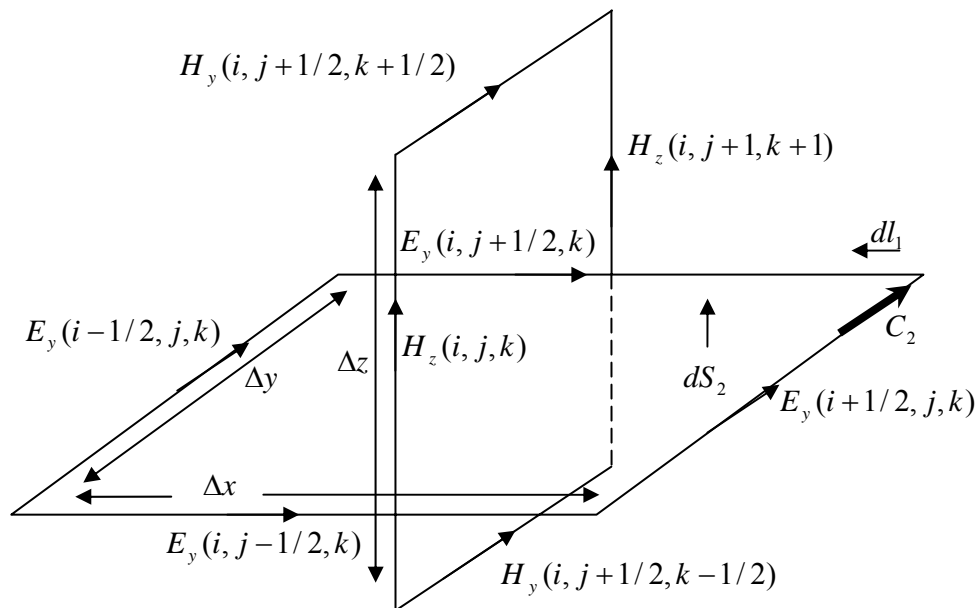
### نتیجه گیری

روش جدید مدل سازی بیان شده در این مقاله در واقع یک نوع مدل سازی مجازی ساختارهای مایکروویو دارای ابعاد نسبتاً بزرگ در مقایسه با طول موج کار است که بدون نیاز به وارد کردن ساختارهای جانبی در شبکه مش بندی و تنها با مش بندی قسمت اصلی ساختار، علاوه بر کاهش حجم حافظه و زمان آنالیز یک پاسخ پهن باند از بلوک اصلی ساختار نیز به ما می‌دهد که در حالت معمولی تحلیل، یعنی حتی با مش بندی کل ساختار پاسخی با چنین گستردگی طیفی از بلوک اصلی نداشتیم. در طول کار انطاف‌پذیری و سادگی این روش کاملاً روشن شد و همانطور که در بخش قبل بیان شد، قابلیت‌های این روش در تحلیل سیستم‌های چند بخشی پیچیده که تمام آنها یک سیستم مایکروویو مرکزی را پشتیبانی می‌کنند، بیشتر مشخص می‌شود که به یک نمونه از آنها اشاره شد.

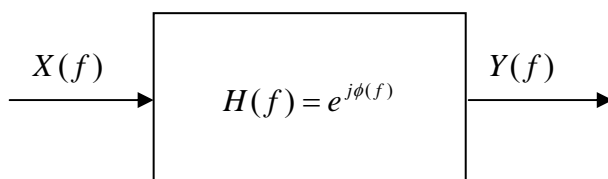
### شکلها و نمودارها



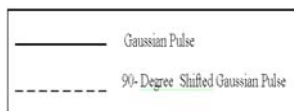
شکل ۱- بلوک دیاگرام کلی سیستم تحت تحلیل

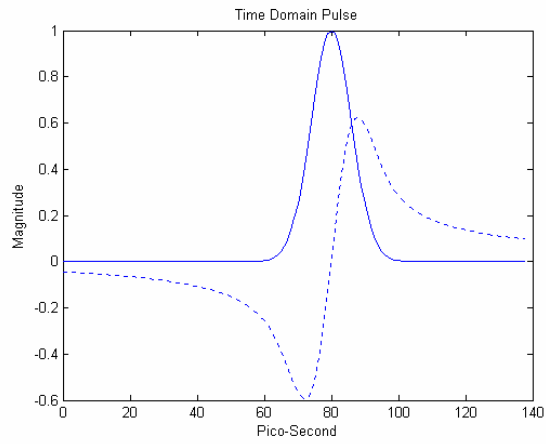


شکل ۲- پیاده سازی قانون فارادی

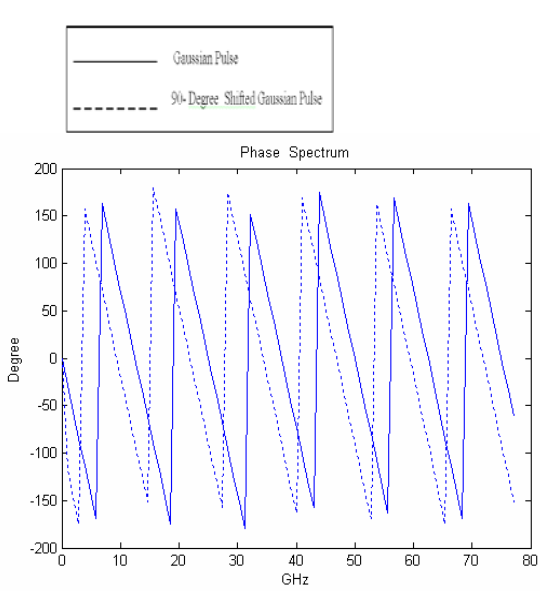


شکل ۳- بلوک دیاگرام شیفت دهنده فاز

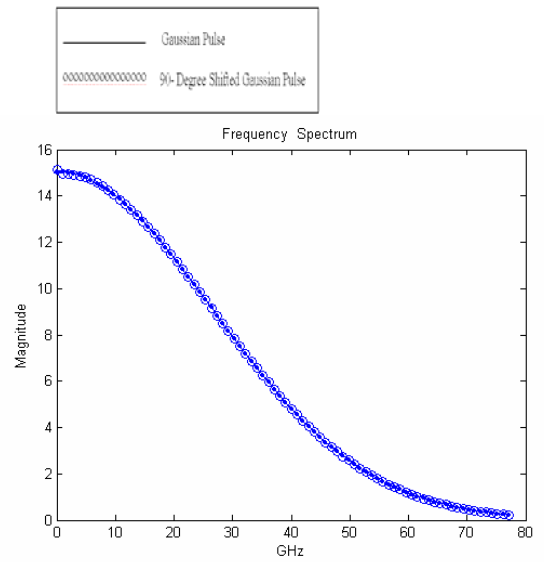




(الف)



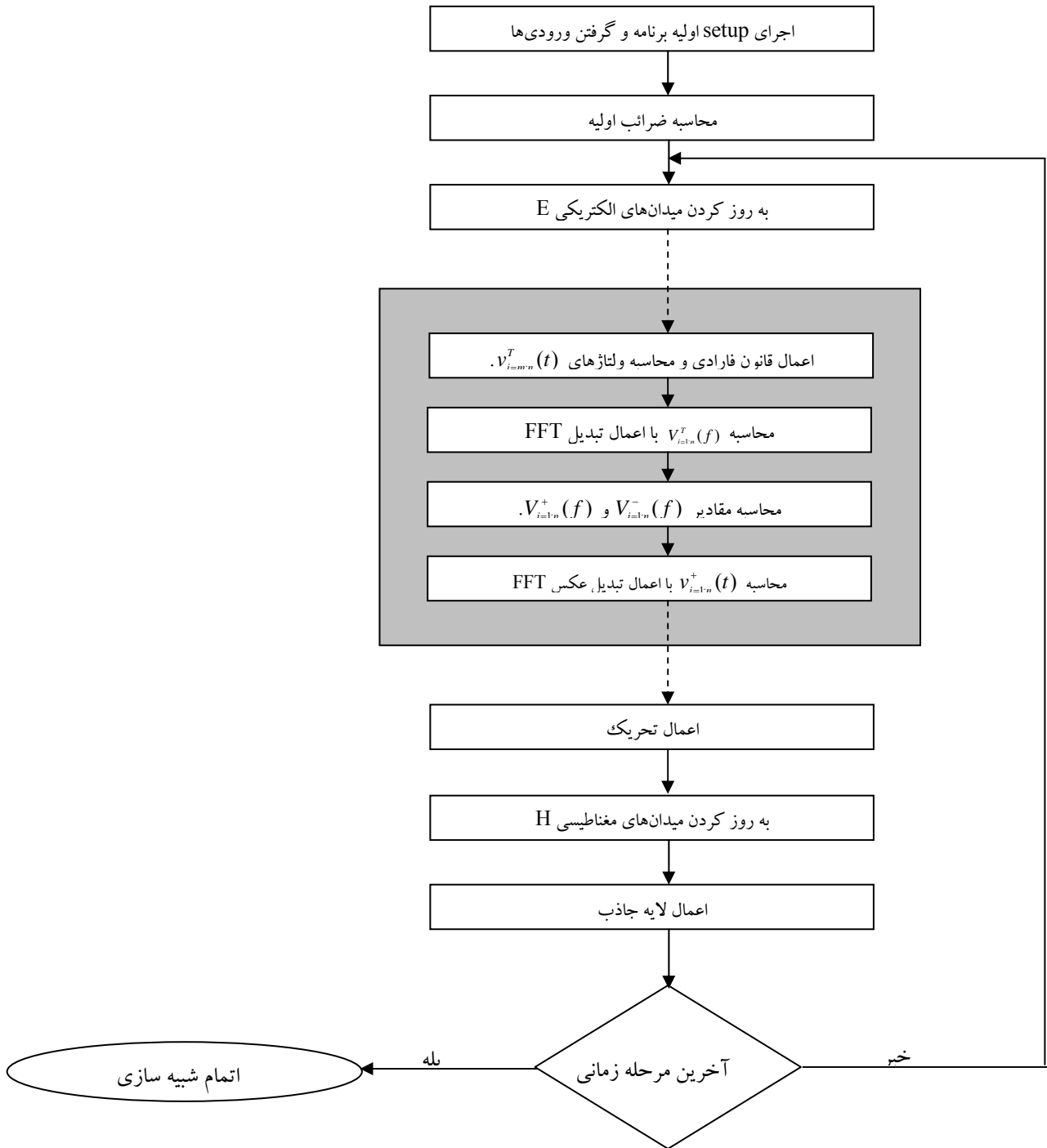
(ج)



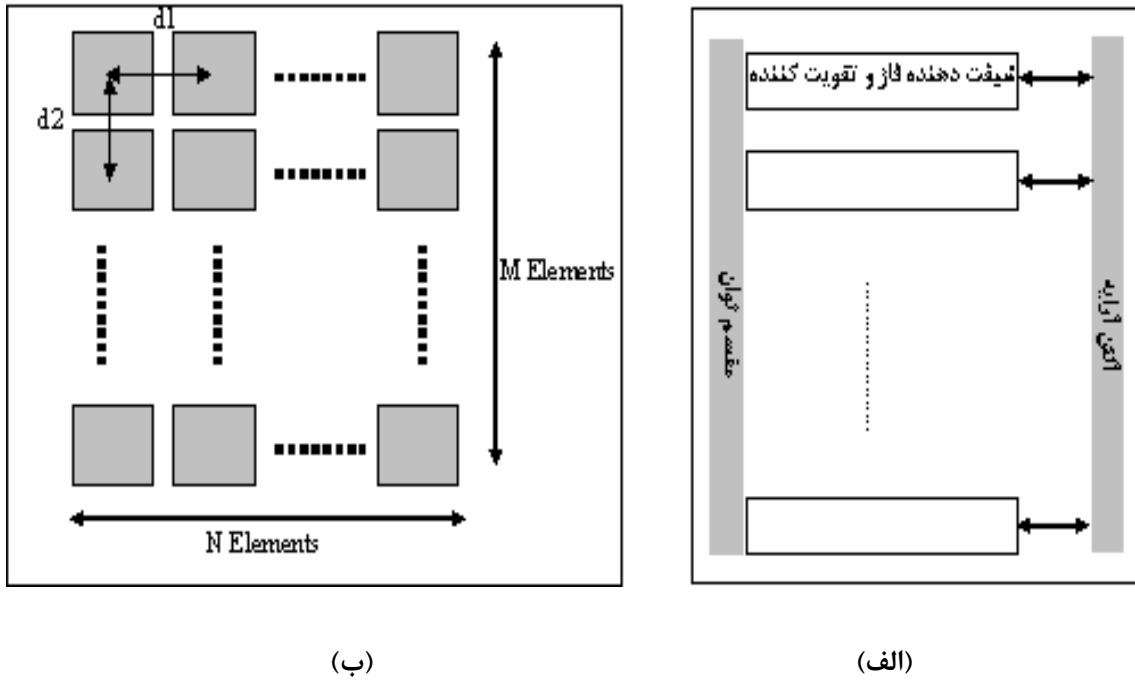
(ب)

شکل ۴- سیگنال زمانی پالس گوسی و شیفت یافته آن (الف)، طیف فرکانسی دامنه (ب) و فاز (ج) دو سیگنال





شکل ۵- الگوریتم اصلاح شده روش FDTD



شکل ۶- آنتن آرایه فازی، نمای جانبی (الف) و بالایی (ب)

مراجع

- 1- D. M. Pozar, "Microwave Engineering," *John Wiley and Sons Inc.*, second edition, 1998.
- 2- K. S. Kunz, and R J. Luebbers, "The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetic," *Boca Raton, FL: CRC Press*, 2000.
- 3- A. V. Oppenheim, "Discrete-Time Signal Processing," *Prentice Hall Inc*, 1989.
- 4- A. Taflove, "Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time-Domain Method," *Artech House*, 1995.
- 5- S. D. Gedney, "Advances in Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time-Domain Method," *Artech House*, 1998.