

## شبیه سازی آنتن Tapered Slot با استفاده از روش ماتریس خط انتقال سه بعدی

نادر کمجانی

مهدی رجیبی

دانشگاه علم و صنعت ایران، دانشکده مهندسی برق، تهران، ایران

**Abstract :** In this paper the simulation of tapered slot antenna is considered. Because of the wideband characteristic of this type of antenna, it's better to use time domain methods for simulation. In this work we use three dimensional transmission line matrix method (3D TLM) and EPML-TLM algorithm for modeling PML boundary condition straightforwardly in TLM method. Finally the result of the simulation of a linear tapered slot antenna (LTSA) and a Vivaldi antenna which has the exponential tapering function is presented and compared by the result of other softwares and methods.

**Keywords :** Linear Tapered Slot Antenna, Transmission Line Matrix Method, PML-TLM

**چکیده :** این مقاله به شبیه سازی آنتن های شکافدار میکرواستریبی<sup>۱</sup> اختصاص دارد. از آنجائیکه این ساختارها دارای پهنای باند زیادی هستند، استفاده از روشهای حوزه زمان برای شبیه سازی آنها مناسب تر است. بهمین خاطر از روش ماتریس خط انتقال سه بعدی<sup>۲</sup> ((3D TLM)) برای شبیه سازی استفاده می گردد و برای محدود کردن فضای شبیه سازی از الگوریتم EPML-TLM<sup>۳</sup> استفاده می شود که در آن مرز جذبی PML<sup>۴</sup> مستقیماً در الگوریتم TLM پیاده سازی شده است. در پایان نتایج شبیه سازی یک آنتن شکافدار میکرواستریبی خطی<sup>۵</sup> و یک آنتن شکافدار میکرواستریبی با پروفایل نمایی<sup>۶</sup> ارائه شده و نتایج با نتایج نرم افزارهای دیگر مقایسه شده است.

**واژه های کلیدی :** مجموع اعوجاج هارمونیک، شاخص های جایگزین، سیگنال غیر تناوبی، سیگنال غیر ایستا، تبدیل فوریه، تبدیل موجک

<sup>1</sup>. Linear Tapered Slot

<sup>2</sup>. 3D Transmission Line Matrix Method (3D TLM)

<sup>3</sup>. Extended PML-TLM

<sup>4</sup>. Perfectly Matched Layer

<sup>5</sup>. Linear Tapered Slot Antenna

<sup>6</sup>. Vivaldi

## ۱- مقدمه

یکی از روشهای موثر در محاسبه میدانهای الکترومغناطیسی روش ماتریس خط انتقال است [۱]. این روش بر اساس مش بندی حجمی فضای محاسباتی برنامه ریزی شده است و برای آنالیز ساختارهای هندسی متنوع مناسب می باشد. این روش همانند روش FDTD یک روش حوزه زمان است که در آن با یکبار شبیه سازی حوزه زمان و استفاده از تبدیل فوریه می توان به مشخصه باند وسیع دست یافت. از مزایای این روش میزان پاشندگی کم، بروز شدن هر شش مولفه میدان در یک زمان و مکان و تطابق با تکنیک جداسازی Berenger می باشد [۲].

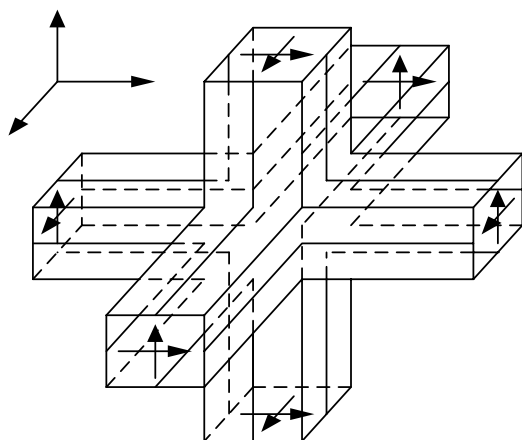
گره فشرده متقارن ۷ (SCN) سلول اساسی در 3D-TLM می باشد. این سلول توسط Johns در ۱۹۸۷ معرفی شد [۳] که در آن برای شبیه سازی یک محیط غیر هموژن و غیر همگن، ۱۸ مقدار ولتاژ در هر گره ذخیره می شود. تا کنون تلاشهای زیادی برای کاهش هزینه های محاسباتی در این زمینه صورت گرفته است. بعنوان مثال دو گره جدید 8HSCN با ۱۵ ولتاژ و گره فوق العاده فشرده متقارن ۹ (SSCN) با ۱۲ ولتاژ ارائه شده اند. همچنین در این گره ها میزان گام زمانی نیز بهبود یافته است خصوصاً در مواردی که از مش بندی تدریجی استفاده می شود.

برای محدود کردن فضای محاسباتی و مدلسازی فضای آزاد در این مقاله از شرط مرزی PML استفاده شده است. این مرز جذبی (PML) لایه هایی هستند که توسط Berenger برای شبیه سازی فضای آزاد در مرز محاسباتی FDTD طراحی شدند [۲]. برای اولین بار پیاده سازی PML در TLM با استفاده از رابطه بین شبکه TLM و FDTD انجام شد [۴]-[۵]. پس از این نشان داده شد که یک مش بندی غیر یکنواخت TLM-FDTD باعث از بین رفتن دقت در شرایط مرزی می شود تا حدی که با شرط مرزی PML پیاده سازی شده توسط Berenger در FDTD تفاوت فاحشی دارد. سپس یک نمونه مش 2D-TLM یکنواخت، که می تواند محیط معمولی و PML را شبیه سازی کند، معرفی شد [۶]. پس از این یک مدل مبتنی بر گره SCN توسط Dubard ارائه شد که توانایی پیاده سازی مستقیم PML در الگوریتم TLM را داراست [۷]. دو نوع دیگر از گره SCN با

قابلیت پیاده سازی PML نیز در مراجع [۸] و [۹] ارائه شده است. البته این مدلها نسبت به مدل ارائه شده توسط Dubard از درجه آزادی بیشتری برخوردار هستند. اما با توجه به سایر مزایا و معایب روشهای مطرح شده در این مقاله از الگوریتم EPML-TLM برای شبیه سازی استفاده شده است. از مزایای این الگوریتم نسبت به سایر الگوریتمهای ارائه شده در این زمینه می توان به پایداری مناسب آن و در عین حال عدم محدودیتهای موجود در سایر روشها برای انتخاب گام زمانی اشاره کرد. در نهایت در این مقاله با استفاده از این الگوریتم یک آنتن شکافدار خطی میکرواستریپی را شبیه سازی کرده ایم که نتایج این شبیه سازی بصورت امپدانس، VSWR، توزیع جریانهای الکتریکی و مغناطیسی و پترن تشعشی ارائه شده است.

## ۲- الگوریتم EPML-TLM

متداول ترین نوع گره در TLM، گره SCN است که ساختار آن برای یک محیط همگن در شکل ۱ نشان داده شده است. ارتباط پالسهای تابش و انعکاس با استفاده از ماتریس پراکندگی [S] داده می شود، که ولتاژهای انعکاسی  $V^r$  را به ولتاژهای تابشی  $V^i$  از طریق یک ماتریس  $12 \times 12$  مربوط می کند. برای مدلسازی محیطهای غیر همگن از سه استاب مدار باز و سه استاب اتصال کوتاه استفاده می شود که در نتیجه این ماتریس به  $18 \times 18$  تبدیل می شود. مولفه های الکتریکی و مغناطیسی میدان در هر گره برحسب پالسهای انعکاسی محاسبه می شوند.



شکل (۱) : ساختار گره فشرده متقارن

7. Symmetrical Condensed Node

8. Hybrid Symmetrical Condensed Node

9. Super Symmetrical Condensed Node

$$\begin{aligned}
 & \text{که ضرایب آن بصورت زیر می باشد} \\
 & A_{ej} = \frac{4}{4+G_{ij}}, \quad A_{mij} = \frac{4}{4+R_{ij}} \\
 & G_{ij} = Z_0 \frac{\sigma_{ej} S}{\varepsilon_i}, \quad R_{ij} = \frac{\sigma_{mj} S}{Z_0 \varepsilon_i} \quad ( ) \\
 & \bar{C}_{ij} = \frac{S \Delta i}{2 \varepsilon_i \alpha_i \Delta j \Delta k}, \quad \bar{D}_{ij} = \frac{S \Delta i}{2 \mu_i \alpha_i \Delta j \Delta k} \\
 & \hat{Y}_{sij} = 4 \left( \frac{\varepsilon_i \alpha_j \Delta j \Delta k}{S \Delta i} - \frac{1}{2} \right), \quad \hat{Z}_{sij} = 4 \left( \frac{\mu_i \alpha_j \Delta j \Delta k}{S \Delta i} - \frac{1}{2} \right)
 \end{aligned}$$

و  $S = 2C_0 \Delta t$  می باشد.

که "a" نماینده ولتاژ تابشی و "b" نماینده ولتاژ انعکاسی است که مقادیر  $b_1$  تا  $b_{12}$  همانند ولتاژهای انعکاسی در TLM معمولی تعیین می شوند و برای استاپهای ۱۳ تا ۲۴ داریم

$$\begin{aligned}
 b_{13} &= \Delta x E_{xy}^{(n)} - a_{13} & b_{19} &= Z_0 \Delta x H_{xy}^{(n)} - a_{19} \\
 b_{14} &= \Delta x E_{xz}^{(n)} - a_{14} & b_{20} &= Z_0 \Delta x H_{xz}^{(n)} - a_{20} \\
 b_{15} &= \Delta y E_{yz}^{(n)} - a_{15} & b_{21} &= Z_0 \Delta y H_{yz}^{(n)} - a_{21} \\
 b_{16} &= \Delta y E_{yx}^{(n)} - a_{16} & b_{22} &= Z_0 \Delta y H_{yx}^{(n)} - a_{22} \\
 b_{17} &= \Delta z E_{zx}^{(n)} - a_{17} & b_{23} &= Z_0 \Delta z H_{zx}^{(n)} - a_{23} \\
 b_{18} &= \Delta z E_{zy}^{(n)} - a_{18} & b_{24} &= Z_0 \Delta z H_{zy}^{(n)} - a_{24}
 \end{aligned} \quad ( )$$

برای پیاده سازی این الگوریتم علاوه بر هدایت الکتریکی و مغناطیسی باید برای  $\alpha_i$  نیز پروفایل در نظر گرفته شود. بهمین منظور از پروفایلهای ارائه شده در [۱۰] استفاده شده است که بعنوان مثال برای جهت Z بصورت زیر می باشند

$$\begin{aligned}
 \alpha_z(z) &= 1 + \alpha_{\max} \left( \frac{z}{\delta} \right)^n \\
 \sigma_{ez}(z) &= \sigma_{\max} \left( \frac{z}{\delta} \right)^n
 \end{aligned} \quad ( )$$

در الگوریتم EPML-TLM نیز از گره فشرده متقارن استفاده شده است و شماره گذاری پورتها از پورت ۱ تا ۱۲ همانند این گره می باشد. از طرف دیگر برای پیاده سازی شرط مرزی PML تکنیک استفاده شده توسط Berenger باید هر یک از مولفه های میدان به دو مولفه تقسیم شوند، بطوریکه

$$E_i = E_{ij} + E_{ik} \quad H_i = H_{ij} + H_{ik} \quad (i, j, k) \in \{(x, y, z), (y, z, x), (z, x, y)\}$$

در الگوریتم EPML-TLM معادلات حاکم بر ناحیه PML برای میدان الکتریکی بصورت زیر بیان می شوند

$$\varepsilon_i \varepsilon_0 \frac{\partial E_{ij}}{\partial t} + \sigma_{ej} E_{ij} = \frac{1}{\alpha_j} \frac{\partial H_k}{\partial j} \quad ( )$$

$$\varepsilon_i \varepsilon_0 \frac{\partial E_{ik}}{\partial t} + \sigma_{ek} E_{ik} = \frac{1}{\alpha_k} \frac{\partial H_j}{\partial k} \quad ( )$$

که در آن  $\sigma_{ei}$  ضریب هدایت الکتریکی در جهت  $oi$ ،  $\alpha_i$  یک ضریب بزرگتر از واحد و  $\varepsilon_i$  قابلیت گذردهی نسبی می باشد. اگر محیط PML را در نظر بگیریم، شرط تطبیق از رابطه زیر بدست می آید [۲]

$$\frac{\sigma_{ei}}{\varepsilon_i \varepsilon_0} = \frac{\sigma_{mi}}{\mu_i \mu_0}$$

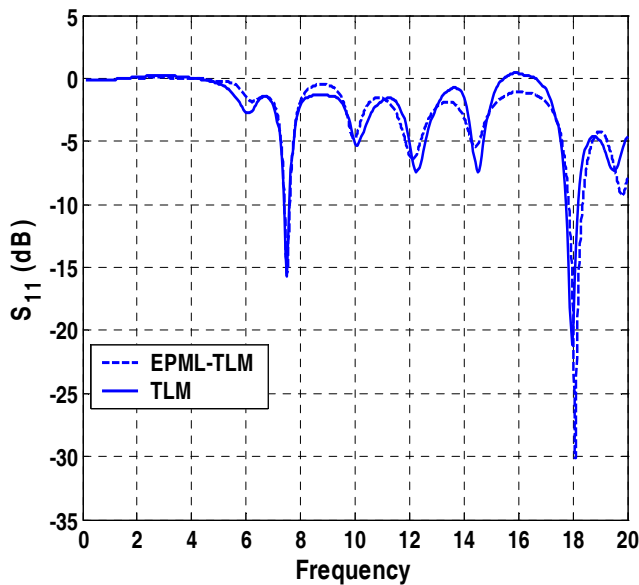
با نوشتن فرم تفاضلی معادلات (۱) و (۲) و استفاده از تقریبهای ذکر شده در [۱۰] می توان مقادیر هر یک از مولفه را بصورت زیر بدست آورد

$$\begin{cases} \Delta i E_{ij}^{(n)} = A e_{ij} \bar{C}_{ij} \{ a_{jji} + a_{jji} + \hat{Y}_{sij} a_{ej} - 2a_{ik} \} \\ \Delta i E_{ik}^{(n)} = A e_{ik} \bar{C}_{ik} \{ a_{kri} + a_{kri} + \hat{Y}_{sik} a_{ik} - 2a_{ej} \} \end{cases} \quad ( )$$

$$\begin{cases} Z_0 \Delta i H_{ij}^{(n)} = A m_{ij} \bar{D}_{ij} \{ a_{jrk} - a_{jrk} + \hat{Z}_{sij} a_{mij} - 2a_{mk} \} \\ Z_0 \Delta i H_{ik}^{(n)} = A m_{ik} \bar{D}_{ik} \{ -a_{kri} - a_{kri} + \hat{Z}_{sik} a_{mik} - 2a_{mij} \} \end{cases} \quad ( )$$



لبه Patch قرار دارد. با توجه به گام زمانی  $\Delta t = 0.43 ps$  از ۱۰۰۰۰ تکرار برای رسیدن به همگرایی کافی در نتایج استفاده شده است. شکل ضریب انعکاس ورودی محاسبه شده از شبیه سازی با الگوریتم TLM معمولی و EPML-TLM را نشان می‌دهد.



شکل (۳): ضریب انعکاس ساختار شکل

همچنین فرکانسهای نوسان این آنتن در دو شبیه سازی در مقایسه با نتیجه اندازه گیری شده در آمده است.

جدول (۱): فرکانسهای نوسان آنتن Patch محاسبه شده با

روش مورد نظر در مقایسه با اندازه گیری

فرکانس های	$F_1$ (GHZ)	$F_2$ (GHZ)
TLM	۷/۵۰	۱۷/۹۵
EPML-TLM	۷/۵۱	۱۸/۱
اندازه گیری	۷/۶۰	۱۸/۳۷

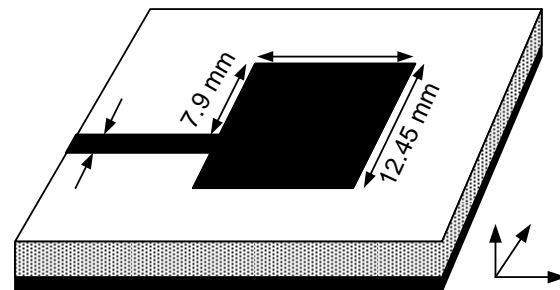
نیز امیدانس نرمالیزه آنتن را در محدوده ۷GHZ تا ۸GHZ نشان می‌دهد. علاوه بر این نتایج فوق در مقایسه با نتایج حاصل از شبیه سازی همین ساختار در مراجع مختلف و نتایج اندازه گیری ذکر شده در برخی از آنها از همگرایی خوبی برخوردار است.

که در آنها  $n$  مرتبه پروفایل است و  $\alpha_{max}$  و  $\sigma_{max}$  از روی ضریب انعکاس تعیین می‌شوند. با توجه به رابطه ارائه شده برای ضریب انعکاس داریم

$$\alpha_{max} = (F_z - 1)(n + 1) \quad ( )$$

$$\sigma_{max} = \frac{Ln |R_{prop}| (n + 1)(2n + 1)}{-2Z_m S 2n + 1 + \alpha_{max} (n + 1)} \quad ( )$$

بنابراین با تخمین مقادیر  $|R_{prop}|$ ،  $F_z$  و  $n$  می‌توان  $\alpha_{max}$  و  $\sigma_{max}$  را از روابط (۸) و (۹) بدست آورد.



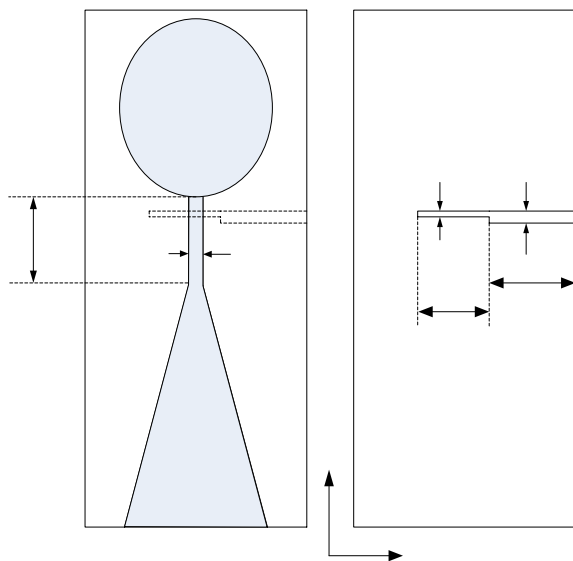
شکل (۲): آنتن Patch مستطیلی تغذیه شده از لبه

این آنتن توسط یک ساختار  $۱۲۰ \times ۷۰ \times ۲۵$  با  $\Delta y = 0.389 mm$ ،  $\Delta x = 0.4 mm$  و  $\Delta z = 0.265 mm$  شبیه سازی شده است. در این ساختار زیر لایه با ۳ گر، عرض خط تغذیه با ۶ گر و Patch مستطیلی با  $40\Delta x \times 32\Delta y$  مدل شده‌اند. همچنین طول خط تغذیه برابر با  $50\Delta x$  می‌باشد. به استثنای کف آنتن که زمین می‌باشد در جهات دیگر از لایه‌های PML استفاده شده است. بطوریکه در جهت  $y$  از ۱۰ سلول PML و در جهات  $x$  و  $z$  از ۱۵ سلول PML برای شبیه سازی فضای آزاد استفاده شده است. این لایه‌ها که از پروفایلی با مشخصات  $F_z = 3$ ،  $n = 3$  و  $|R_{prop}| = -100 dB$  ایجاد شده‌اند به مرز تطبیق ختم می‌شوند. آنتن از زیر خط میکرواستریپ توسط پالس گوسی تحریک شده و نقطه مشاهده (صفحه مرجع) در فاصله  $20\Delta x$  از

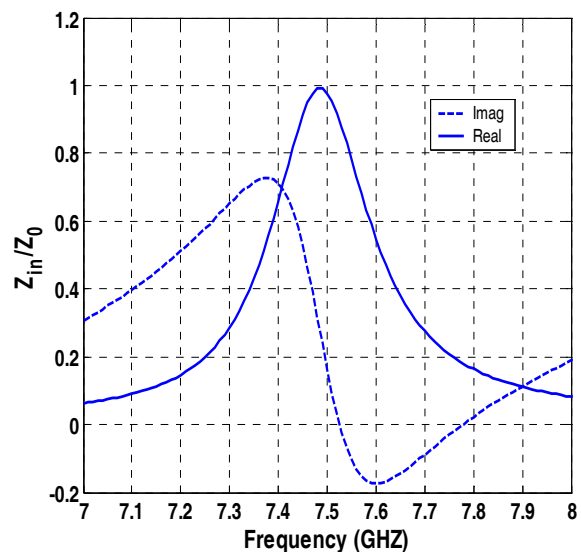
جدول (۱): مشخصات آنتن TSA شبیه سازی شده

عرض زیر لایه ۶۱ mm	طول زیر لایه ۱۳۲ mm	عرض slot ، Ws ۳ mm	طول slot ، Ls ۵۰ mm
عرض خط انتقال مایکرو استریپ، Wm ۲/۴ mm	طول خط انتقال مایکرو استریپ، Lm ۲۰ mm	عرض خط ربع موج، Wq ۱/۲ mm	طول خط ربع موج، Lq ۲۱/۵ mm
شعاع محفظه ۲۰ mm			

برای شبیه سازی این آنتن از یک مش بندی  $101 \times 262 \times 32$  استفاده شده است که  $\Delta x = 0.39 \text{ mm}$  و  $\Delta y = \Delta z = 0.6 \text{ mm}$  می باشند. در این شبیه سازی که با گام زمانی  $\Delta t = 0.65 \text{ ps}$  صورت گرفته از ۱۰ سلول PML در جهت های X و Y و از ۴ سلول PML در جهت Z استفاده شده است. پروفایل سلولهای PML نیز دارای مشخصه  $F_z = 3$  است.  $n = 3$  و  $|R_{prop}| = -100 \text{ dB}$  می باشد. سلولهای PML در تمام جهات به مرز تطبیق ختم شده اند. در این شبیه سازی عرض خط تغذیه با ۴ گره و عرض مبدل ربع موج توسط ۲ گره مدل شده اند. همچنین مدلسازی شکاف نیز با ۵ گره صورت گرفته است.



شکل (۵): ساختار آنتن TSA شبیه سازی شده



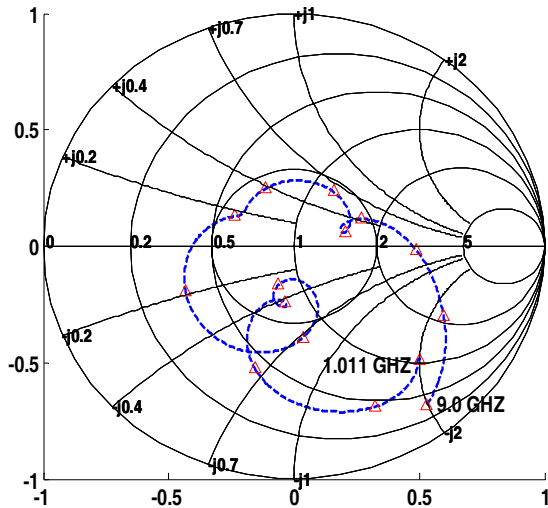
شکل (۲): امپدانس ورودی آنتن Patch در محدوده فرکانس

نوسان اول

### ۳- شبیه سازی آنتن شکافدار میکرواستریپی خطی

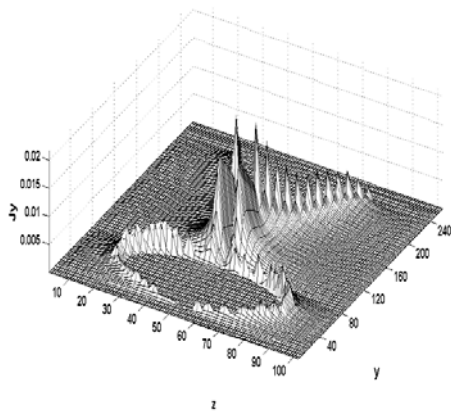
محدودیت های فراوانی از قبیل پهنای باند بسیار باریک، بهره پایین، تلفات زیاد شبکه تغذیه و عدم پلاریزاسیون مناسب در آنتن های میکرواستریپی باعث شد تا تحقیقات فراوانی برای غلبه بر این محدودیت ها و بهبود مشخصات این آنتن ها صورت گیرد. یکی از راه حل های پیشنهادی برای افزایش پهنای باند استفاده از ساختار tapered slot می باشد که بدلیل داشتن ساختار غیر رزونانسی دارای پهنای باند وسیع است. از میان ساختارهای این خانواده می توان به Vivaldi اشاره کرد که معروفترین و پرکاربردترین آنتن از این نوع می باشد. این آنتن به دلیل ویژگی های ممتاز در سیستم های مخابراتی باند وسیع کاربرد فراوانی یافته است. شکل ساختار یک آنتن LTSA را نشان می دهد که برای تطبیق خط تغذیه به شکاف از یک مبدل ربع موج استفاده شده است. همچنین برای تحریک هر چه بهتر خط میکرواستریپ بالانس به شکاف غیر بالانس از یک بالون دایروی استفاده شده است. معمولاً قطر این بالون برابر  $\lambda/4$  در نظر گرفته می شود. مشخصات این آنتن که بر روی زیرلایه عایقی RT/Duriod 5880 با  $\epsilon_r = 2.2$  و  $h = 0.78 \text{ mm}$  چاپ شده است در جدول (۱) آمده است.

شکل (۷) نیز امپدانس ورودی LTSA را که در نمودار Smith ترسیم شده نشان می‌دهد. در این شکل امپدانس ورودی آنتن در محدوده فرکانسی ۱GHZ تا ۹GHZ برای ۱۵ فرکانس با فواصل مساوی از یکدیگر مشخص شده است.



شکل (۷) : امپدانس LTSA شبیه سازی شد

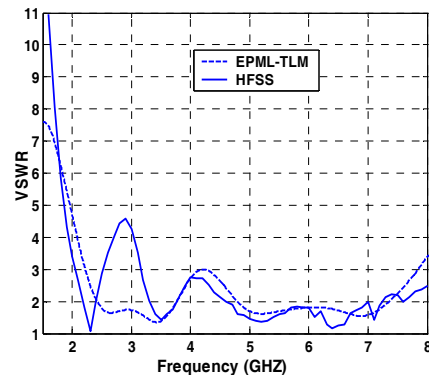
برای تجسم هرچه بهتر وضعیت جریانهای الکتریکی و مغناطیسی روی آنتن با استفاده از روابط  $\vec{J}_S = \hat{n} \times \vec{H}$  و  $\vec{M}_S = -\hat{n} \times \vec{E}$  ، مقدار این جریانهها را روی سطحی بفاصله یک گره از روی صفحه آنتن بدست آورده‌ایم که در شکل (۸) تا شکل (۱۱) ترسیم شده‌اند.



شکل (۸) : نمایش دامنه جریان الکتریکی در جهت y روی صفحه آنتن

با تعیین پارامترهای مورد نیاز شبیه سازی در حوزه زمان را با تعداد ۱۰۰۰۰ تکرار انجام می‌دهیم. نتیجه بدست آمده در این حالت ترکیبی از امواج تابشی و انعکاسی ناشی از ساختار مورد بررسی می‌باشد. البته برای بدست آوردن نتایج مورد نیاز در حوزه فرکانس ( پارامترهای پراکندگی، امپدانس و ... ) به یک دیتای مرجع نیاز داریم تا بتوانیم امواج تابشی و انعکاسی را بصورت مجزا بدست آورده و پارامترهای مورد نظر را محاسبه کنیم. بهمین منظور یک قطعه خط میکرواستریپ (خط تغذیه) را که توسط دیوارهای جاذب محصور شده است، مدل‌سازی می‌کنیم. نتیجه بدست آمده در این حالت فقط در بردارنده امواج تابشی می‌باشد. حال می‌توان با تفریق نتایج بدست آمده در دو حالت فوق میدانهای تابشی و انعکاسی را بصورت مجزا استخراج کرده و پارامترهای پراکندگی مورد نظر را محاسبه کنیم. با محاسبه پارامتر پراکندگی  $S_{11}$  با استفاده از روابط موجود، امپدانس و VSWR آنتن را محاسبه می‌کنیم.

نتایج حاصل از این شبیه سازی بصورت VSWR در شکل (۶) آمده است. همچنین نتیجه شبیه سازی همین ساختار با نرم افزار HFSS نیز بمنظور مقایسه در شکل آمده است. تطابق نتایج حاصله در شکل (۶) بخوبی دیده می‌شود. عمده تفاوت بین نتایج حاصله از نرم افزار HFSS و کد مورد نظر به عدم همگرایی نتایج در محدوده فرکانسی کوچکی از باند فرکانسی مورد نظر بر می‌گردد. لیکن بر اساس تجارب موجود از شبیه سازی چنین ساختارهایی با نرم افزار HFSS، نتایج حاصله بویژه در ابتدای باند فرکانسی از دقت مناسبی برخوردار نمی‌باشند. نکته قابل توجه دیگر اینکه در مش بندی ساختار LTSA در نرم افزار HFSS برای مدل‌سازی ضخامت زیرلایه از یک گره استفاده شده در حالیکه در کد نوشته شده بر اساس روش TLM از ۲ گره برای مدل‌سازی زیرلایه استفاده شده است.



شکل (۶) : VSWR حاصل از شبیه سازی LTSA با روش

HFSS و EPML-TLM

در اشکال فوق علاوه بر مشهود بودن دامنه تحریک می‌توان اثرات جریانی ایجاد شده از محفظه و اثرات لبه‌ای در انتهای آنتن که نشان‌دهنده طول نامناسب برای آنتن می‌باشد را نیز مشاهده کرد. همچنین همانطور که ملاحظه می‌شود دامنه جریان مغناطیسی بمراتب بیشتر از دامنه جریان الکتریکی می‌باشد.

برای رسم پترن های تشعشی آنتن نیز باید اطلاعات میدان دور را بدست آوریم. البته برای بدست آوردن میدانهای ناحیه دور از اطلاعات خروجی شبیه سازی در حوزه زمان دو روش وجود دارد که در هر دو آنها از منابع جریان الکتریکی و مغناطیسی معادل استفاده می‌شود. در روش اول از یک جریان الکتریکی و مغناطیسی معادل بر روی یک سطح بسته حول آنتن استفاده می‌شود. روش دوم نیز مشابه روش اول است لیکن این عملیات در حوزه زمان انجام می‌گیرد. در این مقاله ما از روش اول استفاده کرده‌ایم بطوریکه آنتن توسط یک سطح بسته محصور شده و  $\hat{n}$  بردار عمود بر سطح و بسمت بیرون از سطح می‌باشد. با این فرض جریانه‌های  $\vec{J}_S = \hat{n} \times \vec{H}$  و  $\vec{M}_S = -\hat{n} \times \vec{E}$  روی سطح وجود دارند. بهمین منظور بردارهای تشعشی  $\vec{N}$  و  $\vec{L}$  بصورت زیر تعریف می‌شوند

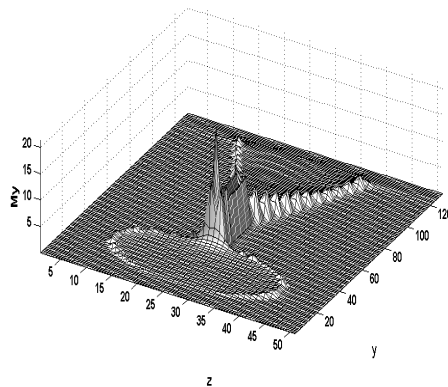
$$\vec{N} = \int_{S'} \vec{J}_S \exp(jK\vec{r}' \cdot \hat{r}) ds' \quad ( )$$

$$\vec{L} = \int_{S'} \vec{M}_S \exp(jK\vec{r}' \cdot \hat{r}) ds' \quad ( )$$

در روابط فوق  $K$  عدد موج،  $\hat{r}$  بردار واحد شعاعی،  $\vec{r}'$  بردار مکانی یک نقطه روی منبع و  $S'$  سطح بسته حول آنتن می‌باشد. پس از پیدا شدن بردارهای تشعشی  $\vec{N}$  و  $\vec{L}$  می‌توان میدانهای ناحیه دور را از روابط زیر بدست آورد

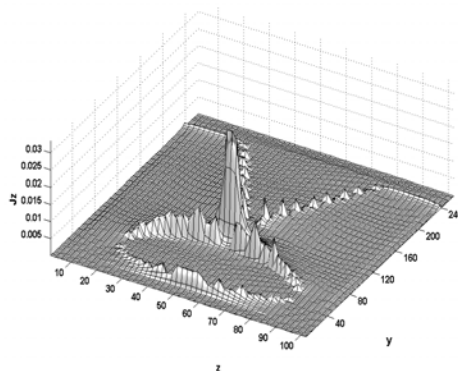
$$E_\theta = -j \exp(-jKr) \frac{\eta N_\theta + L_\theta}{2\lambda R} \quad ( )$$

$$E_\phi = -j \exp(-jKr) \frac{-\eta N_\phi + L_\phi}{2\lambda R} \quad ( )$$



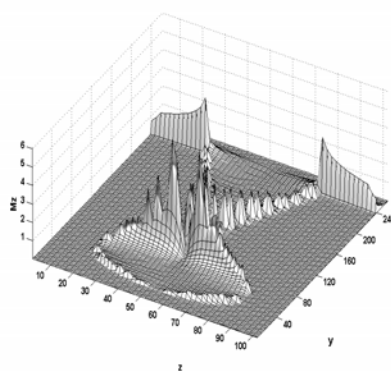
شکل (۹): نمایش دامنه جریان مغناطیسی در جهت y روی

صفحه آنتن



شکل (۱۰): نمایش دامنه جریان الکتریکی در جهت z روی

صفحه آنتن



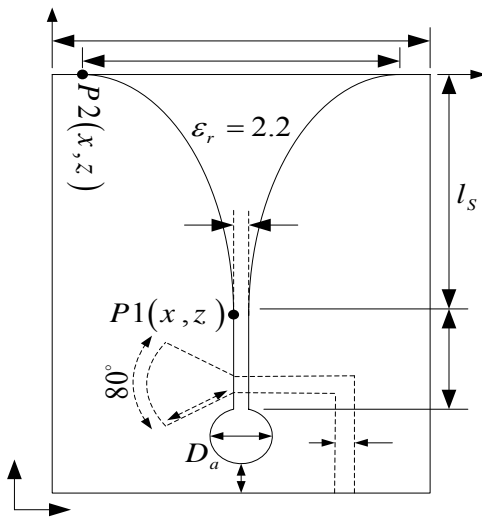
شکل (۱۱): نمایش دامنه جریان مغناطیسی در جهت z روی

صفحه آنتن



استفاده شده است.

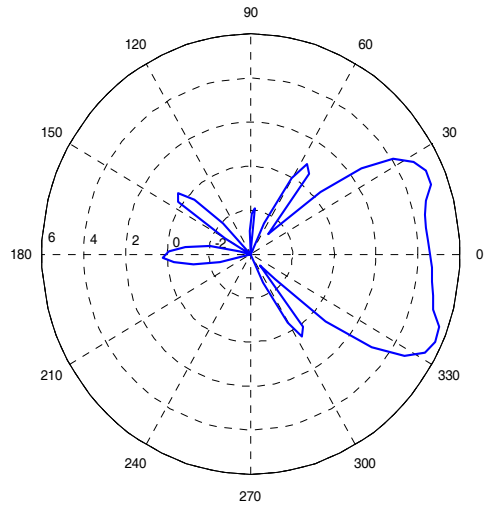
زیرلایه بکار رفته دارای  $\epsilon_r = 2.2$  و  $h = 0.78mm$  می‌باشد. برای شبیه سازی این ساختار از مش بندی  $32 \times 146 \times 40$  با  $\Delta x = 0.39mm$  و  $\Delta y = \Delta z = 0.5mm$  استفاده شده است. برای شبیه سازی فضای آزاد از ۴ سلول PML در تمام جهات استفاده شده است که پروفایل آنها بصورت  $F_z = 3$ ،  $n = 3$  و  $|R_{prop}| = -200dB$  می‌باشد. این آنتن در سه مقدار متفاوت برای  $D_a$  برابر با  $0.8cm$ ،  $1cm$  و  $1.2cm$  در شکل (۱۴) ترسیم شده است. در این حالت  $R = 0.3cm^{-1}$  مقدار  $L_s = 4.5cm$  و  $w = 2.0cm$  در نظر گرفته شده‌اند.



شکل (۱۳): ساختار آنتن vivaldi شبیه سازی شده

نتایج شبیه سازی این ساختار با استفاده از روش FDTD که در [۱۱] انجام شده در شکل (۱۵) آمده است. همانطور که مشاهده می‌شود تغییرات  $D_a$  روی مقدار فرکانسهای بالا و پایین باند،  $f_U$  و  $f_L$  تاثیر گذار است. لیکن برای بهینه سازی VSWR و محدود کردن آن به مقدار  $VSWR < 2$  لازمست که طول  $L_s$  نیز تغییر کند. در واقع می‌توان گفت که عمده تاثیر ناشی از تغییر طول  $L_s$  روی مقدار  $f_L$  خواهد بود.

نتایج حاصله از این روابط بصورت پترن های تشعشی صفحه E و H در شکل و Error! Reference source not found. ترسیم شده‌اند.



شکل (۱۲): پترن تشعشی در صفحه E با  $\theta = 90^\circ$  در

فرکانس  $F=5.2\text{ GHz}$

با توجه به اینکه این آنتن یک آنتن Endfire می‌باشد، پترن تشعشی باید مانند شکل در صفحه آنتن قرار گیرد و با توجه به تقارن ساختار آنتن شبیه سازی شده، متقارن نیز باشد. البته وجود لوبهای فرعی نامناسب در پترن بویژه در Error! Reference source not found. نامناسب قطر محفظه انتهایی آنتن می‌باشد. همچنین پخ شدگی پترن نشان داده شده در شکل نیز بخاطر انتخاب نامناسب طول آنتن در طراحی می‌باشد.

#### ۴- شبیه سازی آنتن Vivaldi

دومین ساختاری که در این مقاله و با استفاده از روش فوق شبیه سازی کرده ایم نوع دیگری از آنتنهای باند وسیع میکرواستریپی و از خانواده vivaldi می‌باشد. در این ساختار از پروفایل  $HE_{11}^{(W)}$  با ضریب R استفاده شده است و ابعاد آنتن روی شکل (۱۳) برحسب سانتیمتر ذکر شده است. توجه داشته باشید که در این ساختار در مقایسه با ساختار قبلی بجای استفاده از استاب  $\lambda/4$  بمنظور تطبیق امپدانس باند وسیع از استاب شعاعی با زاویه  $80^\circ$  درجه

R

مرجع [۱۱] مقایسه شده است. تطبیق خوب VSWR حاصل از کد نوشته شده با نرم افزار HFSS و شبیه سازی FDTD بیانگر دقت و توانایی کد مورد نظر در شبیه سازی ساختارهای میکرواستریپی شکافدار می باشد.

### مراجع

[1] C. Christopoulos, "The transmission-line modeling method : TLM," in IEEE/OUP on Electromagnetic Wave Theory. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.

[2] M. M. Ney and S. Le Maguer, "Diakoptics: An efficient technique for EMC applications," in Proc. Electromagnetic Compatibility, Zurich, Switzerland, 1999, pp. 339–342..

[3] P. B. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-35, pp. 370–377, Apr. 1987.

[4] C. Eswarappa and W. J. R. Hofer, "Implementation of Berenger absorbing boundary conditions in TLM by interfacing FDTD perfectly tched layers," Electron. Lett., vol. 31, no. 15, pp. 1264–1266, July 1995.

[5] N. Pena and M. M. Ney, "Absorbing-boundary conditions using perfectly matched layer (PML) technique for three-dimensional TLM simulations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45, pp. 1749–1755, Oct. 1997.

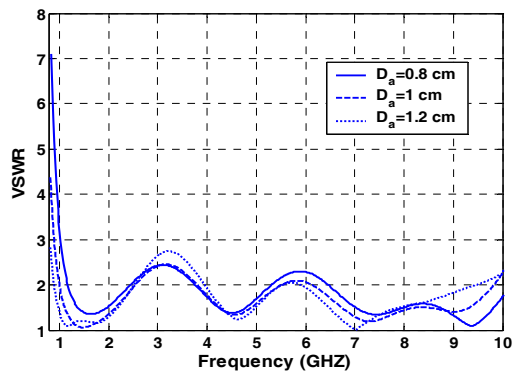
[6] "A new TLM node for Berenger's perfectly matched layer," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 6, pp. 410–412, Nov. 1996.

[7] Dubard, J.L., and Pompei, D., 2000. Optimization of The PML Efficiency in 3-D TLM Method IEEE Trans. On Microwave Theo. and Tech., V.48, No.7, July.

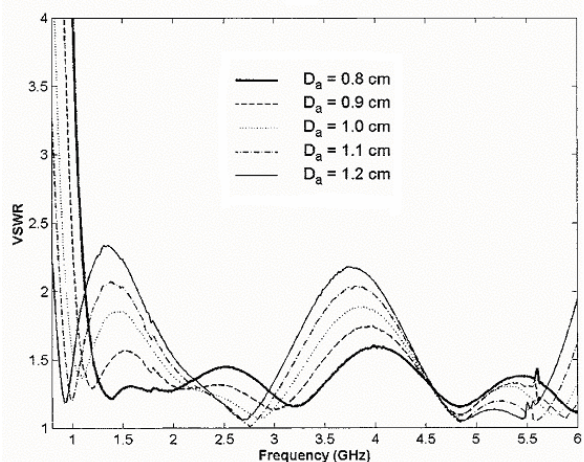
[8] J. Paul, C. Christopoulos, and D.W. P. Thomas, "Perfectly matched layer for transmission line modeling (TLM) method," Electron. Lett., vol. 33, no. 9, pp. 729–730, Apr. 1997.

[9] S. Le Maguer, N. Pena, and M. M. Ney, "Matched absorbing medium techniques for full-wave TLM simulation of microwave and millimeter wave components," Ann. Telecommun., vol. 53, no. 3–4, pp. 115–129, Mar.–Apr. 1998.

[10] Maguer, S.Le., and Ney, M.M., 2001. Extended PML-TLM Node : An Efficient



شکل (۱۴): VSWR آنتن vivaldi شبیه سازی شده



شکل (۱۵): VSWR آنتن vivaldi شبیه سازی شده با روش FDTD در [۱۱]

### ۵- نتیجه گیری

در این مقاله با استفاده از الگوریتم TLM و شرط مرزی PML دو ساختار LTSA و Vivaldi شبیه سازی شده و مورد بررسی قرار گرفتند. با توجه به اینکه ساختارهای مورد نظر دارای پهنای باند زیادی می باشند از روش حوزه زمان TLM برای شبیه سازی استفاده شده که در آن محدود سازی فضای محاسباتی و مدل سازی فضای آزاد با استفاده از شرط مرزی PML صورت گرفته است. با توجه به نتایج بدست آمده از حوزه زمان پارامترهای متنوعی بدست آمده و ارائه شده اند که برای تایید نتایج حاصله از شبیه سازی روش LTSA از نرم افزار Ansoft HFSS (v. 9.2)، که بر اساس روش المان محدود پایه گذاری شده، استفاده شده است. همینطور در مورد آنتن Vivaldi نتایج با شبیه سازی صورت گرفته در



approach for Full Wave Analysis of open Structures, Int. J. Numer. Model., V.14, 129-144.

[11] Chio, T.H., and Schaubert, D.H., "Parameter Study and Design of Wide-Band Widescan Dual-polarized Tapered Slot Antenna Arrays" IEEE Trans. On Antennas and Propagat., V.48, no.6, June 2000

