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

نادر کمجانی مهدی رجبی

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

چکیـــده : ایـن مقالـه بـه شـبیه سـازی آنـتن‌هـای شـکافدار میکرواستریپی[1] اختصاص دارد. از آنجائیکـه ایـن سـاختارها دارای پهنای باند زیادی هستند، استفاده از روشـهای حـوزه زمـان بـرای شبیه سازی آنها مناسب تر است. بهمـین خـاطر از روش مـاتریس خط انتقال سه بعدی[2] ((3D TLM)) برای شبیه سـازی اسـتفاده می‌گردد و برای محدود کـردن فـضای شـبیه سـازی از الگـوریتم EPML-TLM[3] استفاده می‌شـود کـه در آن مـرز جـذبی PML[4] مستقیما در الگوریتم TLM پیاده سازی شده است. در پایان نتـایج شبیه سازی یک آنتن شکافدار میکرواستریپی خطی[5] و یـک آنـتن شکافدار میکرواستریپی با پروفایل نمایی[6] ارائه شده ونتایج با نتایج نرم افزارهای دیگر مقایسه شده است.

واژه های کلیدی : مجموع اعوجاج هـارمونیکی، شـاخص هـای جایگزین، سیگنال غیر تناوبی، سیگنال غیـر ایـستا، تبـدیل فوریـه، تبدیل موجک

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

1. Linear Tapered Slot
2. 3D Transmission Line Matrix Method (3D TLM)
3. Extended PML-TLM
4. Perfectly Matched Layer
5. Linear Tapered Slot Antenna
6. Vivaldi

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

۱- مقدمه

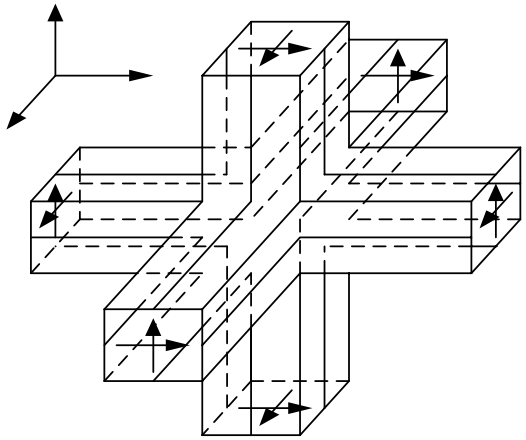
یکی از روشهای موثر در محاسبه میدانهای الکترومغناطیسی روش ماتریس خط انتقال است[۱]. این روش بر اساس مش بندی حجمی فضای محاسباتی برنامه ریزی شده است و برای آنالیز ساختارهای هندسی متنوع مناسب می‌باشد. این روش همانند روش FDTD یک روش حوزه زمان است که در آن با یکبار شبیه سازی حوزه زمان و استفاده از تبدیل فوریه می‌توان 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 می‌باشد[۲].

گره فشرده متقارن۷ (SCN) سلول اساسی در 3D-TLM می‌باشد. 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 می‌شود. تا کنون تلاشهای زیادی برای کاهش هزینه‌های محاسباتی در این زمینه صورت گرفته است. بعنوان مثال دو گره جدید 8HSCN با ۱۵ ولتاژ و گره فوق العاده فشرده متقارن۹ (SSCN) با ۱۲ ولتاژ ارائه شده‌اند. همچنین در این گره‌ها میزان گام زمانی نیز بهبود یافته است خصوصا در مواردی که از مش بندی تدریجی استفاده می‌شود.

برای محدود کردن فضای محاسباتی و مدلسازی فضای آزاد در این مقاله از شرط مرزی PML استفاده شده است. این مرز جذبی (PML) لایه‌هایی 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 می‌شود 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 می‌تواند 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 می‌توان 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 کرده‌ایم که نتایج این شبیه سازی بصورت امپدانس، VSWR، توزیع جریانهای الکتریکی و مغناطیسی و پترن تشعشعی ارائه شده است.

۲- الگوریتم EPML-TLM

متداول‌ترین 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 می‌شود، که ولتاژهای انعکاسی V^r را به ولتاژهای تابشی V^i از طریق یک ماتریس ۱۲×۱۲ مربوط می‌کند. برای مدلسازی محیطهای غیر همگن از سه استاب مدار باز و سه استاب اتصال کوتاه استفاده می‌شود که در نتیجه این ماتریس به ۱۸×۱۸ تبدیل می‌شود. مولفه‌های الکتریکی و مغناطیسی میدان در هر گره برحسب پالسهای انعکاسی محاسبه می‌شوند.



شکل(۱) : شاختار گره فشرده متقارن

[7]. Symmetrical Condensed Node
[8]. Hybrid Symmetrical Condensed Node
[9]. Super Symmetrical Condensed Node

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.3- No.2- Fall and Winter 2006

در الگوریتم EPML-TLM نیز از گره فشرده متقارن استفاده شده است و شماره گذاری پورتها از پورت ۱ تا ۱۲ همانند این گره می‌باشد. از طرف دیگر برای پیاده سازی شرط مرزی PML طبق تکنیک استفاده شده توسط Berenger باید هر یک از مولفه‌های 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 می‌شوند

$$\varepsilon_i \varepsilon_0 \frac{\partial E_{ij}}{\partial t} + \sigma_{ej} E_{ij} = \frac{1}{\alpha_j} \frac{\partial H_k}{\partial j} \qquad (۱)$$

$$\varepsilon_i \varepsilon_0 \frac{\partial E_{ik}}{\partial t} + \sigma_{ek} E_{ik} = \frac{1}{\alpha_k} \frac{\partial H_j}{\partial k} \qquad (۲)$$

که در آن σ_{ei} ضریب هدایت الکتریکی در جهت oi ، α_i یک ضریب بزرگتر از واحد و ε_i قابلیت گذردهی نسبی می‌باشد.
اگر محیط PML را در نظر بگیریم، شرط تطبیق از رابطه زیر بدست می‌آید[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] می‌توان مقادیر هر یک از مولفه را بصورت زیر بدست آورد

$$\begin{cases} \Delta i E_{ij}^{(n)} = A e_{ij} \bar{C}_{ij} \left\{ a_{jni} + a_{jpi} + \hat{Y}_{sij} a_{eij} - 2a_{eik} \right\} \\ \Delta i E_{ik}^{(n)} = A e_{ik} \bar{C}_{ik} \left\{ a_{kni} + a_{kpi} + \hat{Y}_{sik} a_{eik} - 2a_{eij} \right\} \end{cases} \qquad (۳)$$

$$\begin{cases} Z_o \Delta i H_{ij}^{(n)} = A m_{ij} \bar{D}_{ij} \left\{ a_{jnk} - a_{jpk} + \hat{Z}_{sij} a_{mij} - 2a_{mik} \right\} \\ Z_o \Delta i H_{ik}^{(n)} = A m_{ik} \bar{D}_{ik} \left\{ -a_{knj} - a_{kpj} + \hat{Z}_{sik} a_{mik} - 2a_{mij} \right\} \end{cases} \qquad (٤)$$

که ضرایب آن بصورت زیر می‌باشند

$$A_{eij} = \frac{4}{4+G_{ij}} \quad , A_{mij} = \frac{4}{4+R_{ij}}$$
$$G_{ij} = Z_0 \frac{\sigma_{ej} S}{\varepsilon_i} \quad , R_{ij} = \frac{\sigma_{mj} S}{Z_0 \varepsilon_i} \qquad (۵)$$
$$\bar{C}_{ij} = \frac{S \Delta i}{2\varepsilon_i \alpha_i \Delta j \Delta k} \quad , \bar{D}_{ij} = \frac{S \Delta i}{2\mu_i \alpha_i \Delta j \Delta k}$$
$$\hat{Y}_{sij} = 4\left(\frac{\varepsilon_i \alpha_j \Delta j \Delta k}{S \Delta i} - \frac{1}{2} \right), \hat{Z}_{sij} = 4\left(\frac{\mu_i \alpha_j \Delta j \Delta k}{S \Delta i} - \frac{1}{2} \right)$$

و $S = 2C_0 \Delta t$ می‌باشد.

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 می‌شوند و برای استابهای ۱۳ تا ۲۴ داریم

$$\begin{aligned}
b_{13} &= \Delta x E_{xy}^{(n)} - a_{13} & b_{19} &= Z_0 \Delta x H_{xy}^{(n)} - a_{19} \\
b_{14} &= \Delta x E_{xz}^{(n)} - a_{14} & b_{20} &= Z_0 \Delta x H_{xz}^{(n)} - a_{20} \\
b_{15} &= \Delta y E_{yz}^{(n)} - a_{15} & b_{21} &= Z_0 \Delta y H_{yz}^{(n)} - a_{21} \\
b_{16} &= \Delta y E_{yx}^{(n)} - a_{16} & b_{22} &= Z_0 \Delta y H_{yx}^{(n)} - a_{22} \\
b_{17} &= \Delta z E_{zx}^{(n)} - a_{17} & b_{23} &= Z_0 \Delta z H_{zx}^{(n)} - a_{23} \\
b_{18} &= \Delta z E_{zy}^{(n)} - a_{18} & b_{24} &= Z_0 \Delta z H_{zy}^{(n)} - a_{24}
\end{aligned} \qquad (٦)$$

برای پیاده سازی این الگوریتم علاوه بر هدایت الکتریکی و مغناطیسی باید برای α_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 می‌باشند

$$\alpha_z(z) = 1 + \alpha_{\max} \left(\frac{z}{\delta} \right)^n$$
$$\sigma_{ez}(z) = \sigma_{\max} \left(\frac{z}{\delta} \right)^n \qquad (۷)$$

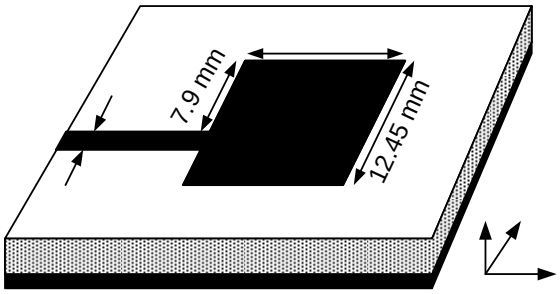
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

کـه در آنهـا n مرتبـه پروفایـل اسـت و $\alpha_{\max}$ و $\sigma_{\max}$ از روی ضریب انعکاس تعیین می‌شوند. با توجه به رابطه ارائـه شـده بـرای ضریب انعکاس داریم

$$\alpha_{\max} = (F_z - 1)(n+1) \qquad (۸)$$

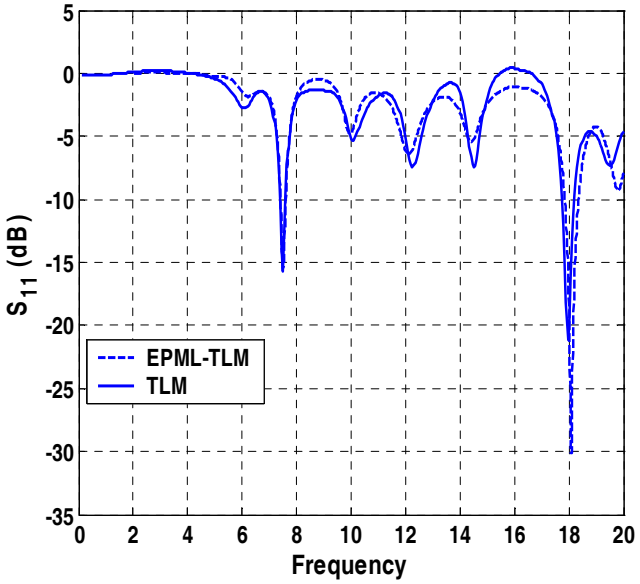
$$\sigma_{\max} = \frac{Ln\left|R_{prop}\right|}{-2Z_m S}\,\frac{(n+1)(2n+1)}{2n+1+\alpha_{\max}(n+1)} \qquad (۹)$$

بنابراین با تخمـین مقـادیر $\left|R_{prop}\right|$، F_z و n مـی‌تـوان $\alpha_{\max}$ 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 ۲۵×۷۰×۱۲۰ با $\Delta y = 0389\,mm, \Delta x = 0.4\,mm$ و $\Delta z = 0.265\,mm$ شبیه سازی شده است. در این ساختار زیر لایه با ۳ گره، عرض خط تغذیه با ۶ گره 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 $\left|R_{prop}\right| = -100dB$ ایجاد شده‌اند به مرز تطبیق ختم می‌شوند. آنتن از زیر خط مایکرواستریپ توسط پالس گوسی تحریک شده و نقطه مشاهده (صفحه مرجع) در فاصله $20\Delta x$ از 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

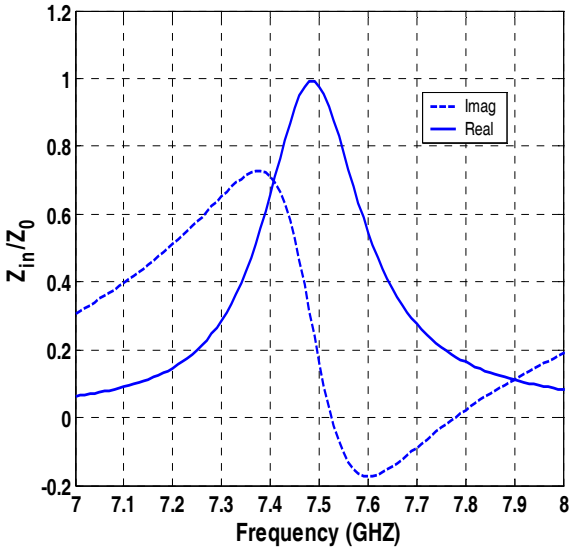
همچنین فرکانسهای نوسان این آنتن در دو شبیه سازی در مقایسه با نتیجه اندازه‌گیری شده در آمده است.

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
اندازه‌گیری	۷/۶۰	۱۸/۳۷

نیز امپدانس 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 اندازه‌گیری ذکر شده در برخی از آنها از همگرایی خوبی برخوردار است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



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

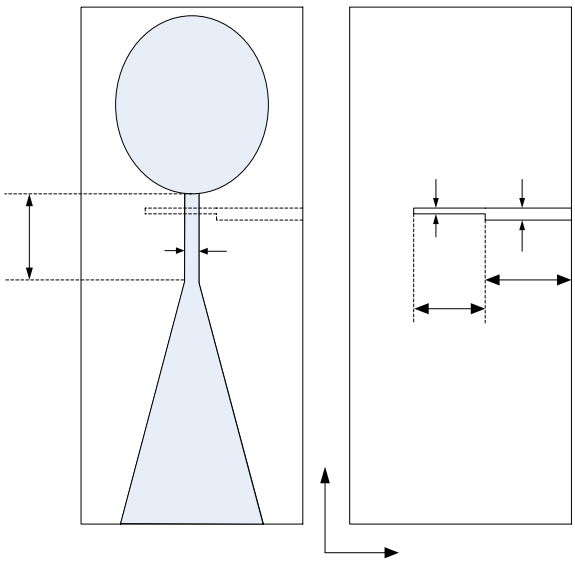
۳-شبیه سازی آنتن شکافدار میکرواستریپی خطی

محدودیت‌های فراوانی از قبیل پهنای باند بسیار باریک، بهره پایین، تلفات زیاد شبکه تغذیه و عدم پلاریزاسیون مناسب در آنتن‌های میکرواستریپی باعث شد تا تحقیقات فراوانی برای غلبه بر این محدودیت‌ها و بهبود مشخصات این آنتن‌ها صورت گیرد. یکی از راه‌حل‌های پیشنهادی برای افزایش پهنای باند استفاده از ساختار tapered slot می‌باشد که بدلیل داشتن ساختار غیر رزونانسی دارای پهنای باند وسیع است. از میان ساختارهای این خانواده می‌توان به Vivaldi اشاره کرد که معروفترین و پرکاربردترین آنتن از این نوع می‌باشد. این آنتن به دلیل ویژگیهای ممتاز در سیستم‌های مخابراتی باند وسیع کاربرد فراوانی یافته است. شکل ساختار یک آنتن LTSA را نشان می‌دهد 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. معمولا قطر این بالون برابر $\lambda/4$ در نظر گرفته می‌شود. مشخصات این آنتن که بر روی زیرلایه عایقی RT/Duriod 5880 با $\varepsilon_r = 2.2$ و $h = 0.78\,mm$ چاپ شده است در جدول(۱ آمده است.

جدول(۱) : مشخصات آنتن TSA شبیه سازی شده

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

برای شبیه سازی این آنتن از یک مش بندی ۱۰۱×۲۶۲×۳۲ استفاده شده است که $\Delta x = 0.39\,mm$ و $\Delta y = \Delta z = 0.6\,mm$ می‌باشند. در این شبیه سازی که با گام زمانی $\Delta t = 0.65\,ps$ 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 $F_Z = 3$، $n = 3$ و $\left|R_{prop}\right| = -100\,dB$ می‌باشد. سلولهای PML در تمام جهات به مرز تطبیق ختم شده‌اند. در این شبیه سازی عرض خط تغذیه با ۴ گره و عرض مبدل ربع موج توسط ۲ گره مدل شده‌اند. همچنین مدلسازی شکاف نیز با ۵ گره صورت گرفته است.

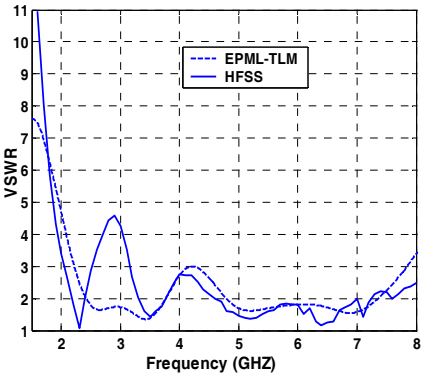


شکل (۵) : ساختار آنتن TSA شبیه سازی شده

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

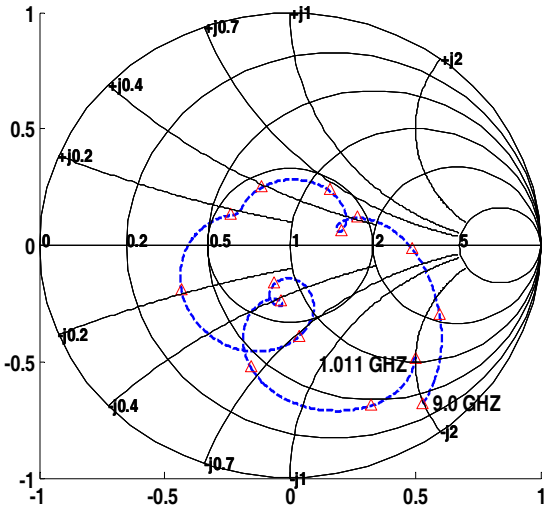
با تعیین پارامترهای مورد نیاز شبیه سازی در حوزه زمان را با تعداد ۱۰۰۰۰ تکرار انجام می‌دهیم. نتیجه بدست آمده در این حالت ترکیبی از امواج تابشی و انعکاسی ناشی از ساختار مورد بررسی می‌باشد. البته برای بدست آوردن نتایج مورد نیاز در حوزه فرکانس (پارامترهای پراکندگی، امپدانس و ...) به یک دیتای مرجع نیاز داریم 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 دربردارنده امواج تابشی می‌باشد. حال می‌توان با تفریق نتایج بدست آمده در دوحالت 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 نمی باشند. 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.



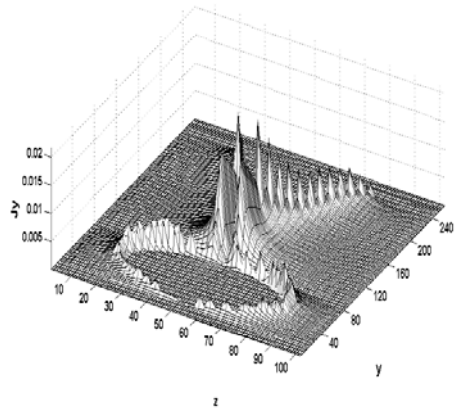
شکل (۶): VSWR حاصل از شبیه سازی LTSA با روش EPML-TLM و HFSS

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.



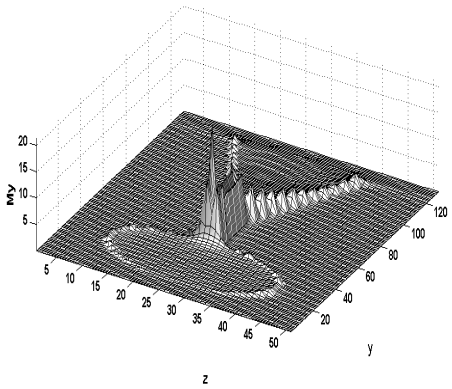
شکل (۷) : امپدانس LTSA شبیه سازی شد

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 جریانها را روی سطحی بفاصله یک گره از روی صفحه آنتن بدست آورده‌ایم که در شکل (۸) تا شکل (۱۱) ترسیم شده‌اند.

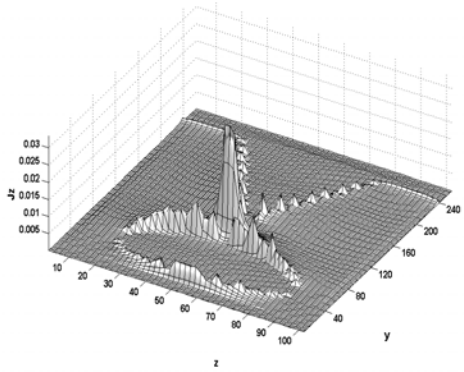


شکل (۸) : نمایش دامنه جریان الکتریکی در جهت y روی صفحه آنتن

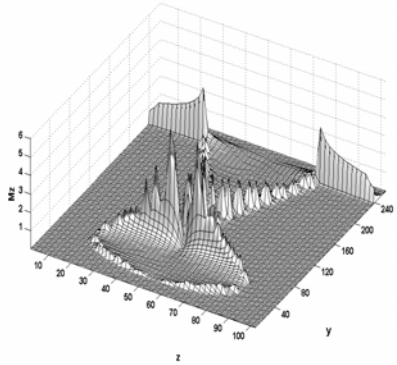
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



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

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 جریانهای $\vec{J}_S = \hat{n} \times \vec{H}$ و $\vec{M}_S = -\hat{n} \times \vec{E}$ روی سطح وجود دارند. بهمین منظور بردارهای تشعشعی $\vec{N}$ و $\vec{L}$ بصورت زیر تعریف می‌شوند

$$\vec{N} = \int_{S'} \vec{J}_S \exp\left(jK\vec{r}' \bullet \hat{r}\right) ds' \qquad (۱۰)$$

$$\vec{L} = \int_{S'} \vec{M}_S \exp\left(jK\vec{r}' \bullet \hat{r}\right) ds' \qquad (۱۱)$$

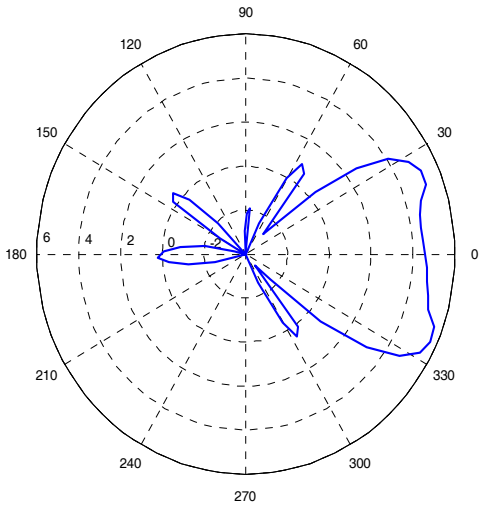
در روابط فوق K عدد موج، $\hat{r}$ بردار واحد شعاعی، $\vec{r}'$ بردار مکانی یک نقطه روی منبع و S' سطح بسته حول آنتن می‌باشد. پس از پیدا شدن بردارهای تشعشعی $\vec{N}$ و $\vec{L}$ می‌توان میدانهای ناحیه دور را از روابط زیر بدست آورد

$$E_\theta = -j \exp\left(-jKr\right) \frac{\eta N_\theta + L_\varphi}{2\lambda R} \qquad (۱۲)$$

$$E_\varphi = -j \exp\left(-jKr\right) \frac{-\eta N_\varphi + L_\theta}{2\lambda R} \qquad (۱۳)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

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



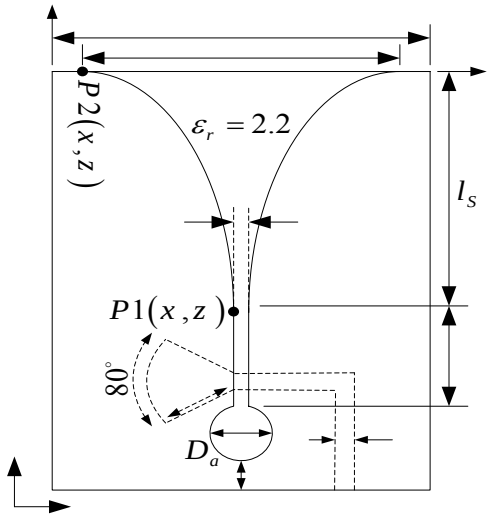
شکل (۱۲) : پترن تشعشعی در صفحه E با $\theta = 90^\circ$ در فرکانس F=5.2 GHZ

با توجه به اینکه این آنتن یک آنتن Endfire می‌باشد، پترن تشعشعی 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.** بخاطر انتخاب 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 کرده‌ایم نوع دیگری از آنتنهای باند وسیع میکرواستریپی و از خانواده vivaldi می‌باشد. در این ساختار از پروفایل نمایی 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 ۸۰ درجه استفاده شده است.

زیرلایه بکار رفته دارای $\varepsilon_r = 2.2$ و $h = 0.78mm$ می‌باشد. برای شبیه سازی این ساختار از مش بندی ۳۲×۱۴۶×۴۰ با $\Delta x = 0.39\,mm$ و $\Delta y = \Delta z = 0.5\,mm$ 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 $\left|R_{prop}\right| = -200dB$ می‌باشد. VSWR این آنتن در سه مقدار متفاوت برای D_a برابر با $0.8cm$، $1cm$ و $1.2cm$ در شکل (۱۴) ترسیم شده است. در اینحالت $R = 0.3cm^{-1}$، مقدار $L_s = 4.5cm$ و $w = 2.0cm$ در نظر گرفته شده‌اند.

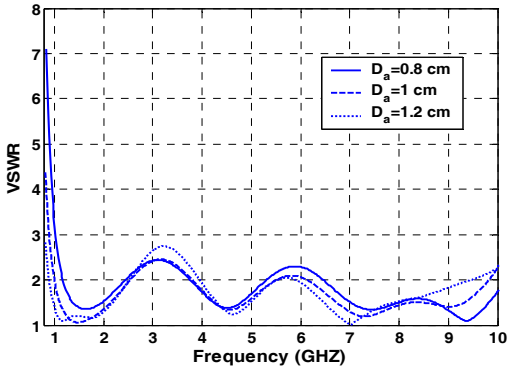


شکل (۱۳) : ساختار آنتن vivaldi شبیه سازی شده

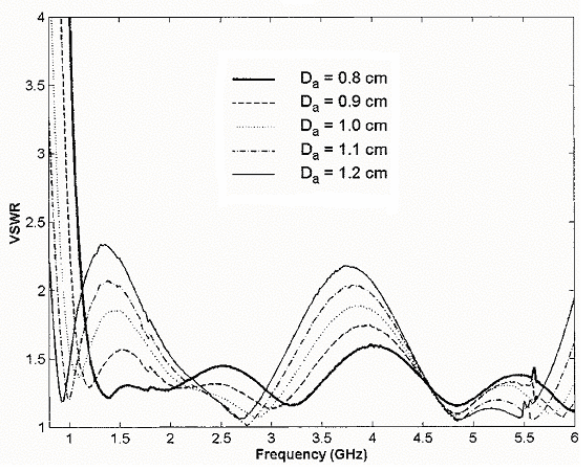
نتایج شبیه سازی این ساختار با استفاده از روش FDTD که در [۱۱] انجام شده در شکل (۱۵) آمده است. همانطور که مشاهده می‌شود تغییرات D_a روی مقدار فرکانسهای بالا و پایین باند، f_L و f_U تاثیر گذار است. لیکن برای بهینه سازی VSWR و محدود کردن آن به مقدار VSWR<2 لازمست که طول L_s نیز تغییر کند. در واقع می‌توان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

W
H=17
R
0.1

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



شکل (۱۴) : VSWR آنتن vivaldi شبیه سازی شده



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

۵-نتیجه‌گیری

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 می‌باشند از روش حوزه زمان TLM برای شبیه سازی استفاده شده که در آن محدود سازی فضای محاسباتی و مدلسازی 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 شده‌اند که برای تایید نتایج حاصله از شبیه سازی 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 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 می‌باشد.

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. Hoefer, "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

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

aproach 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-polizwd Tapered Slot Antenna Arrays" IEEE Trans. On Antennas and Propagat., V.48, no.6, June 2000

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]