

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

مهدی رجبی

نادر کمجانی

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

واژه های کلیدی : مجموع اوجاچ هارمونیکی، شاخص های جایگزین، سیگنال غیر تناوبی، سیگنال غیر ایستا، تبدیل فوریه، تبدیل موجک

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

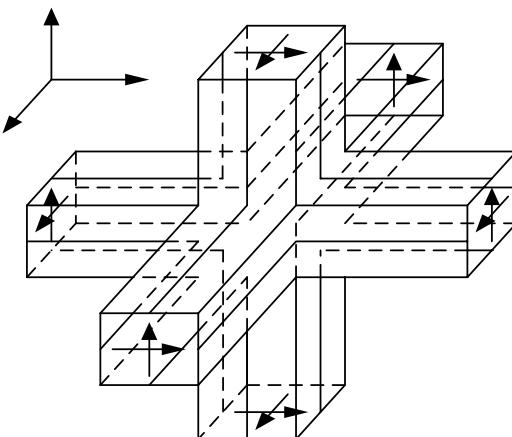


۱- مقدمه

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 روشهای برای انتخاب گام زمانی اشاره کرد. در نهایت در این مقاله با استفاده از این الگوریتم یک آتن شکافدار خطی میکرواستریپی را شبیه سازی کرده ایم که نتایج این شبیه سازی بصورت امپدانس، VSWR، توزیع جریانهای الکتریکی و مغناطیسی و پترن تشعشعی 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 است. ارتباط پالسهای تابش و انعکاس با استفاده از ماتریس پراکنده $[S]$ داده می شود، که ولتاژهای انعکاسی V^r را به ولتاژهای تابشی V^i از طریق یک ماتریس 12×12 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 18×18 تبدیل می شود. مولفه های الکتریکی و مغناطیسی میدان در هر گره بر حسب پالسهای انعکاسی محاسبه می شوند.



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 (SCN) سلول اساسی در 3D-TLM [۳] در ۱۹۸۷ معرفی شد [۳] که در می باشد. این سلول توسط Johns در آن برای شبیه سازی یک محیط غیر هموزن و غیر همگن، ۱۸ مقدار ولتاژ در هر گره ذخیره می شود. تا کنون تلاش های زیادی برای کاهش هزینه های محاسباتی در این زمینه صورت گرفته است. عنوان مثال دو گره جدید 8HSCN با ۱۵ ولتاژ و گره فوق العاده فشرده متقارن (SSCN) با ۱۲ ولتاژ ارائه شده اند. همچنین در این گره ها میزان گام زمانی نیز بهبود یافته است خصوصا 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 ازین رفتن دقت در شرایط مرزی می شود تا حدی که با شرط FDTD PML پیاده سازی شده توسط Berenger در 2D-TLM یکنواخت، 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 در الگوریتم TLM را دارد [۷]. دو نوع دیگر از گره با SCN را داراست [۷].

^۷. Symmetrical Condensed Node

⁸. Hybrid Symmetrical Condensed Node

⁹. Super Symmetrical Condensed Node



که ضرایب آن بصورت زیر می‌باشد

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

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 استتابهای 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 α_i نیز پروفایل در نظر گرفته شود. بهمین
منظور از پروفایلهای ارائه شده در [۱۰] استفاده شده است که
عنوان مثال برای چهت Z بصورت زیر می‌باشد

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

در الگوریتم EPML-TLM نیز از گره فشرده مقارن 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

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

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

که در آن σ_{ei} ضریب هدایت الکتریکی در جهت i ، α_i یک ضریب بزرگتر از واحد و ε_i قابلیت گذردهی نسبی می‌باشد.
اگر محیط PML را در نظر بگیریم، شرط طبیق از رابطه زیر بدست می‌آید [۲]

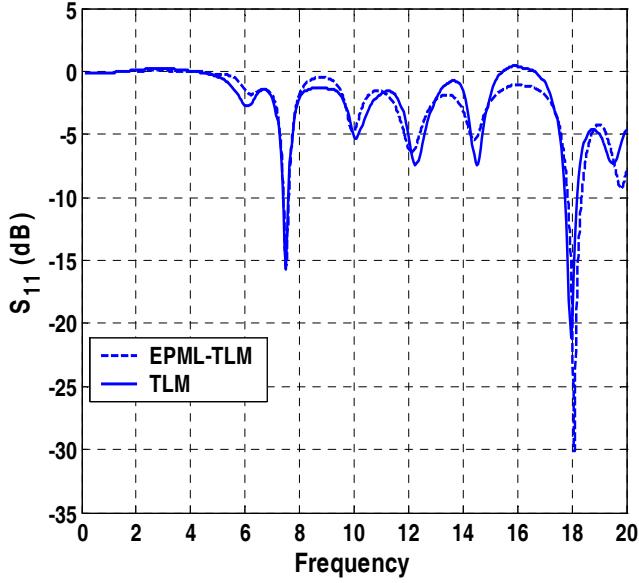
$$\frac{\sigma_{ei}}{\varepsilon_i \varepsilon_0} = \frac{\sigma_{mi}}{\mu_i \mu_0}$$

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

$$\begin{cases} \Delta E_{ij}^{(n)} = A e_{ij} \bar{C}_{ij} \left\{ a_{jii} + a_{jji} + \hat{Y}_{sij} a_{eij} - 2a_{eik} \right\} \\ \Delta E_{ik}^{(n)} = A e_{ik} \bar{C}_{ik} \left\{ a_{kii} + a_{kki} + \hat{Y}_{sik} a_{eik} - 2a_{eij} \right\} \end{cases} \quad ()$$

$$\begin{cases} Z_o \Delta i H_{ij}^{(n)} = A m_{ij} \bar{D}_{ij} \left\{ a_{jik} - a_{jik} + \hat{Z}_{sij} a_{mij} - 2a_{mik} \right\} \\ Z_o \Delta i H_{ik}^{(n)} = A m_{ik} \bar{D}_{ik} \left\{ -a_{kij} - a_{kij} + \hat{Z}_{sik} a_{mik} - 2a_{mij} \right\} \end{cases} \quad ()$$

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 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
اندازه گیری	۷/۶۰	۱۸/۳۷

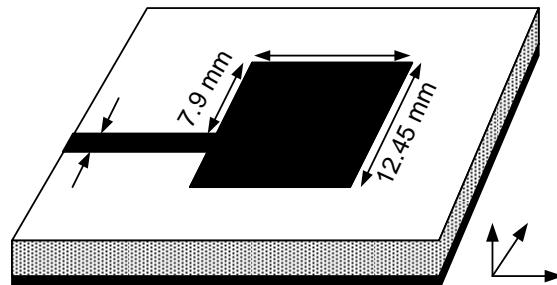
نیز امپدانس نرمالیزه آنتن را در محدوده ۷GHz تا ۸GHz نشان می‌دهد. علاوه بر این نتایج فوق در مقایسه با نتایج حاصل از شبیه سازی همین ساختار در مراجع مختلف و نتایج اندازه گیری ذکر شده در برخی از آنها از همگرایی خوبی برخوردار است.

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

$$\alpha_{\max} = (F_z - 1)(n + 1) \quad (4)$$

$$\sigma_{\max} = \frac{Ln |R_{prop}|}{-2Z_m S} \frac{(n + 1)(2n + 1)}{2n + 1 + \alpha_{\max}(n + 1)} \quad (5)$$

بنابراین با تخمین مقادیر $|R_{prop}|$, F_z , n و α_{\max} را از روابط (۴) و (۵) بدست آورد.



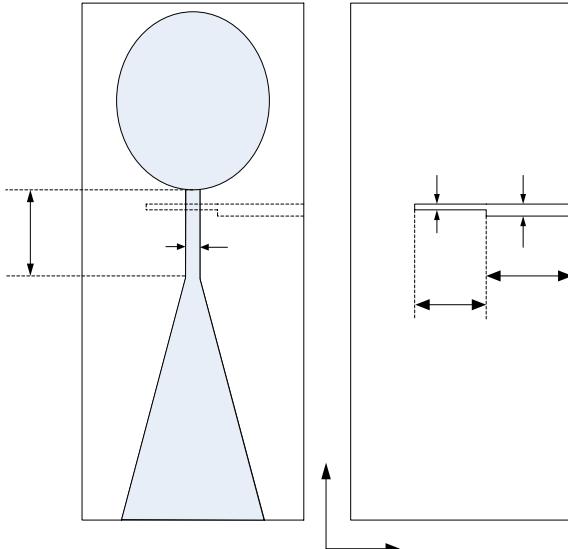
شکل (۲) : آنتن Patch مستطیلی تغذیه شده از لبه

این آنتن توسط یک ساختار $120 \times 70 \times 25$ 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 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. بطوريکه در جهت y از ۱۰ سلوی PML و در جهات x و z از ۱۵ سلوی PML برای شبیه سازی فضای آزاد استفاده شده است. این لایه‌ها که از پروفایلی با مشخصات $n = 3$, $F_z = 3$, $|R_{prop}| = -100 dB$ ایجاد شده‌اند به مرز تطبیق ختم می‌شوند. آنتن از زیر خط مایکرواستریپ توسط پالس گوسی تحریک شده و نقطه مشاهده (صفحه مرجع) در فاصله ۲۰ Δx از

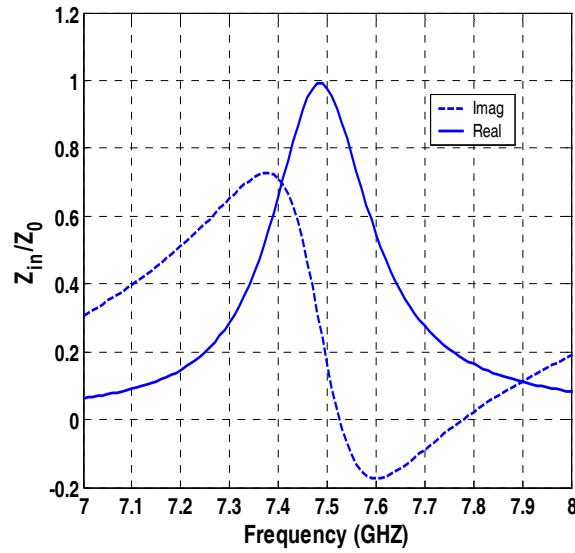
جدول (۱) : مشخصات آنتن TSA شبیه سازی شده

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

برای شبیه سازی این آنتن از یک مش بندی $101 \times 262 \times 32$ mm استفاده شده است که $\Delta x = 0.39$ mm و $\Delta y = \Delta z = 0.6$ mm می باشد. در این شبیه سازی که با PML گام زمانی $\Delta t = 0.65$ ps صورت گرفته از ۱۰ سلول در جهت X و ۴ سلول Y در جهت Z استفاده شده است. پروفایل سولوهای PML نیز دارای مشخصه $F_z = 3$ در $R_{prop} = -100$ dB و $n = 3$ 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

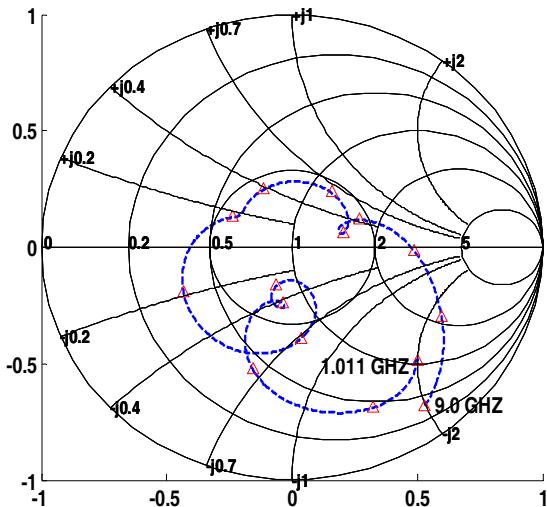


شکل (۶) : امپدانس ورودی آنتن Patch در محدوده فرکانس نوسان اول

۳- شبیه سازی آنتن شکافدار میکرواستریپی خطی

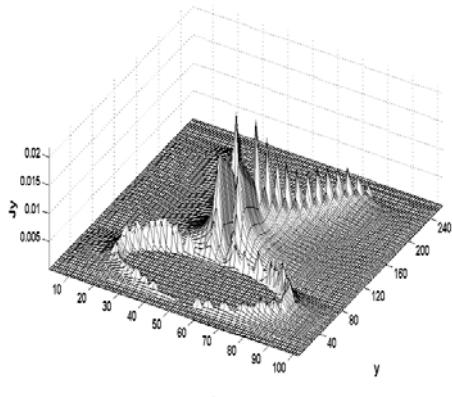
محدودیت های فراوانی از قبیل پهنای باند بسیار باریک، بهره پایین، تلفات زیاد شبکه تغذیه و عدم پالریزاسیون مناسب در آنتن های میکرواستریپی باعث شد تا تحقیقات فراوانی برای غلبه بر این محدودیت ها و بهبود مشخصات این آنتن ها صورت گیرد. بدین پیشنهادی برای افزایش پهنای باند استفاده از ساختار tapered slot می باشد که بدلیل داشتن ساختار غیر روزنامه ای دارای پهنای باند وسیع است. از میان ساختارهای این خانواده می توان به Vivaldi اشاره کرد که معروفترین و پر کاربرد ترین 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 بالا س به شکاف غیر بالанс از یک بالون دایروی استفاده شده است. معمولا قطر این بالون برابر $\lambda/4$ در نظر گرفته می شود. مشخصات این آنتن که بر روی زیر لایه عایقی $\epsilon_r = 2.2$ RT/Duriod 5880 با $h = 0.78$ mm چاپ شده است در جدول (۱) آمده است.

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



شکل (۷) : امپدانس LTSA شبیه سازی شد

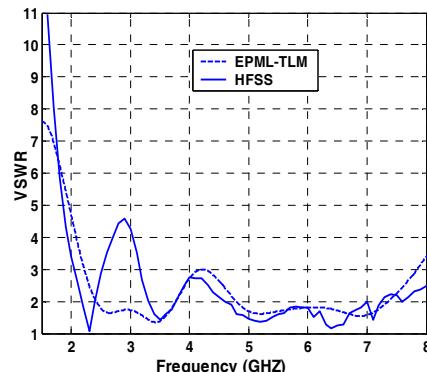
برای تجسم هرچه بهتر وضعیت جریانهای الکتریکی و مغناطیسی روی آنتن با استفاده از روابط $\vec{J}_S = \hat{n} \times \vec{H}$ و $\vec{M}_S = -\hat{n} \times \vec{E}$ ، مقدار این جریانها را روی سطحی بفاصله یک گره از روی صفحه آنتن بدست آورده‌ایم که در شکل (۸) تا شکل (۱۱) ترسیم شده‌اند.



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

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 دیتابی 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 تنذیه) را که توسط دیوارهای جاذب محصور شده است، مدلسازی می‌کنیم. نتیجه بدست آمده در این حالت فقط دربردارنده امواج تابشی می‌باشد. حال می‌توان با تفیریق نتایج بدست آمده در دو حالت فوق میدانهای تابشی و انعکاسی را بصورت مجزا استخراج کرد 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. عدم 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 ساختهایی با نرم افزار HFSS نتایج حاصله بویژه در ابتدای باند فرکانسی از دقت مناسبی برخوردار نمی‌باشند. نکته قابل توجه HFSS اینکه در مش بندی ساختار LTSA در نرم افزار TLM برای مدلسازی خاصمت 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 پترن‌های تشعشعی 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 روشن 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 بطوريکه آنتن توسط یک سطح بسته محصور شده و \hat{n} بردار عمود بر سطح و بسمت بیرون از سطح می‌باشد. با این فرض جریانهای $\vec{J}_s = -\hat{n} \times \vec{E}$ و $\vec{M}_s = \hat{n} \times \vec{H}$ روی سطح وجود دارند. بهمین منظور بردارهای تشعشعی \vec{N} و \vec{L} بصورت زیر تعریف می‌شوند

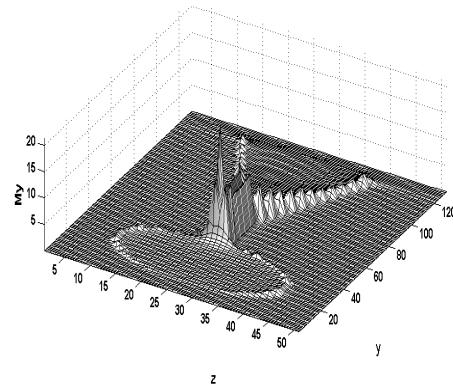
$$\vec{N} = \int_{S'} \vec{J}_s \exp(jK\vec{r}' \bullet \hat{r}) ds' \quad ()$$

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

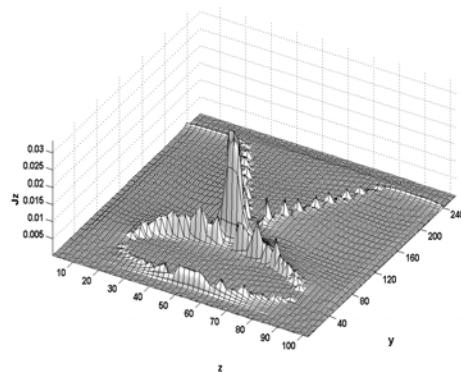
در روابط فوق K عدد موج، \hat{r} بردار واحد ساعی، \vec{r}' بردار مکانی یک نقطه روی منبع و S' سطح بسته حول آنتن می‌باشد. پس از پیدا شدن بردارهای تشعشعی \vec{N} و \vec{L} می‌توان میدانهای ناحیه دور را از روابط زیر بدست آورد

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

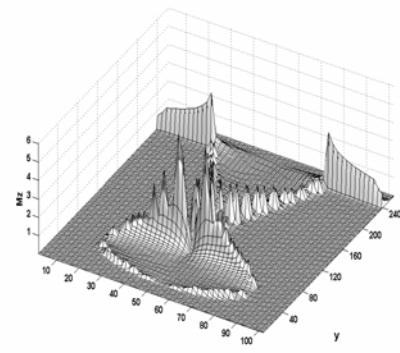
$$E_\phi = -j \exp(-jKr) \frac{-\eta N_\phi + L_\theta}{2\lambda R} \quad ()$$



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



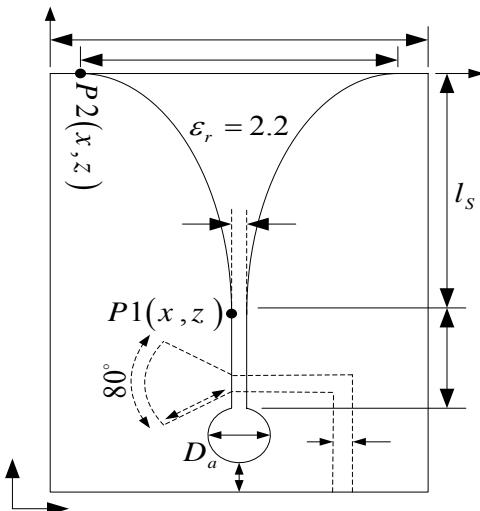
شکل (۱۰) : نمایش دامنه جریان الکتریکی در جهت z روی صفحه آنتن



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

استفاده شده است.

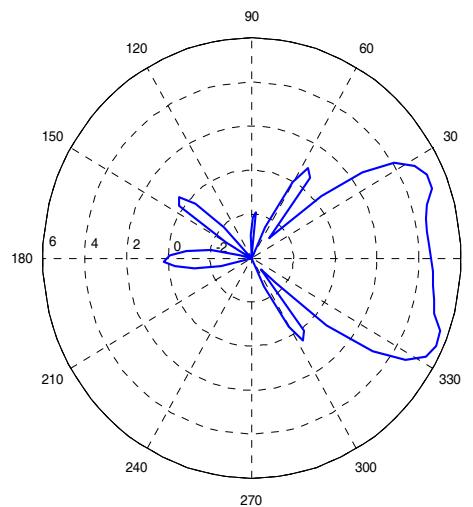
زیرلایه بکار رفته دارای $\epsilon_r = 2.2$ و $\epsilon_r = 2.2$ می‌باشد. برای شبیه سازی این ساختار از مش بنده $\Delta x = 0.39 \text{ mm}$ با $32 \times 146 \times 4$. فضای آزاد از ۴ سلول PML در تمام جهات استفاده شده است که پروفایل آنها بصورت $n = 3$, $F_Z = 3$ و $|R_{prop}| = -200 \text{ dB}$ می‌باشد. VSWR این آنتن در سه مقدار متفاوت برای D_a برابر با 1.2 cm , 0.8 cm و 1 cm در شکل (۱۴) ترسیم شده است. در اینحالت $R = 0.3 \text{ cm}^{-1}$ در شکل (۱۴) ترسیم شده است. در نظر گرفته شده‌اند. مقدار $w = 2.0 \text{ cm}$ و $L_s = 4.5 \text{ cm}$



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 و VSWR محدود کردن آن به مقدار $\text{VSWR} < 2$ لازمست که طول L_s نیز تغییر کند. در واقع می‌توان گفت که عمدۀ تاثیر ناشی از تغییر طول L_s روی مقدار f_L خواهد بود.

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 ۵.۲ 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، متقاضن نیز باشد. البته وجود Error! لوبه‌ای فرعی نامناسب در پترن بویژه در بخاراط انتخاب نامناسب قطر محفظه انتهایی آنتن می‌باشد. همچنین پخش شدگی پترن نشان داده شده در شکل نیز بخاراط انتخاب نامناسب طول آنتن در طراحی می‌باشد.

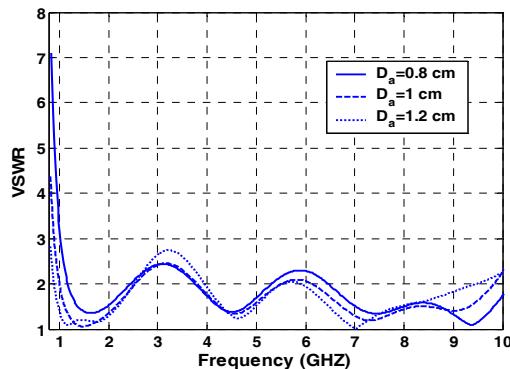
۴- شبیه سازی آنتن Vivaldi

دومین ساختاری که در این مقاله و با استفاده از روش فوق شبیه سازی کردۀایم نوع دیگری از آنتنهای باند وسیع میکرواستریپی و از خانواده vivaldi می‌باشد. در این ساختار از پروفایل انمی با ضریب R استفاده شده است و ابعاد آنتن روی شکل (۱۳) برحسب سانتیمتر ذکر شده است. توجه داشته یاشید که در این ساختار در مقایسه با ساختار قبلی بجای استفاده از استتاب $\lambda/4$ بمنظور تطبیق امپدانس باند وسیع از استتاب شعاعی با زاویه 80° درجه R

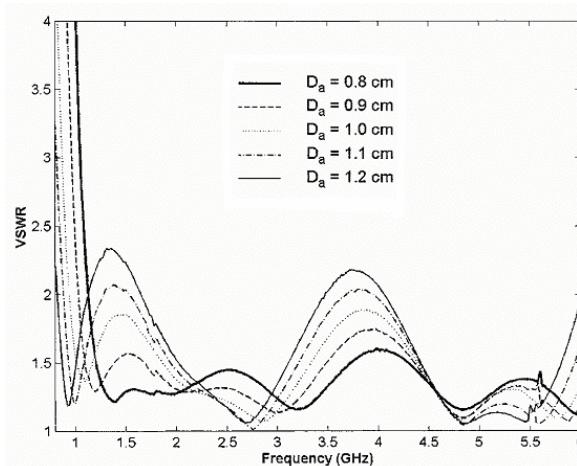
مرجع [۱۱] مقایسه شده است. تطبیق خوب VSWR حاصل از کد نوشته شده با نرم افزار HFSS و شبیه سازی FDTD بیانگر دقیقت و قوانایی کد مورد نظر در شبیه سازی ساختارهای میکرواستریپی شکافدار می باشد.

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. 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



شکل (۱۴) آنتن vivaldi شبیه سازی شده



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

۵-نتیجه گیری

در این مقاله با استفاده از الگوریتم TLM و شرط مرزی PML ساختار LTSA و شبیه سازی Vivaldi شبیه سازی شده و مورد بررسی قرار گرفتند. با توجه به اینکه ساختارهای مورد نظر دارای پهنهای باند زیادی می باشند 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 شده اند که برای تایید نتایج حاصله از شبیه سازی LTSA از نرم افزار Ansoft HFSS (v. 9.2) و LTSA در مورد آنتن Vivaldi نتایج با شبیه سازی صورت گرفته در



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

