




WideBand CPML Optimization Using Artificial Bees Algorithm

M.Taslimi, A. Ebrahimzadeh*, B. Zakeri, S.M. Hesseini Andargoli 

*Professor, Babol Noshirvani University of Technology, Babol, Iran

(Received:2022 /04/09, Revised: 2022/07/11, Accepted: 2022/08/06, Published: 2022/09/21)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1401.10.1.11.0>

ABSTRACT

FDTD (Finite Difference Time Domain) numerical method is capable of modeling complex electromagnetic phenomena by calculating electric and magnetic fields using Yee's algorithm. In this method it is possible to model unbounded media using convolutional perfectly matched layer (CPML) absorber. But the use of CPML for broadband applications faces a fundamental challenge, and that is the strong reflection of low-frequency harmonics from CPML absorber layers into the FDTD space; Therefore, it is necessary to design the parameters of the CPML absorber accurately in order to prevent the reflection of low frequency harmonics into the simulation space. In this paper, CPML parameters are designed by optimizing a cost function, which is based on reflection coefficient, cutoff frequency and attenuation of CPML layers. The optimization of this cost function is done using the artificial bee algorithm. Result of this algorithm are compared with a conventional values for CPML parameters, which shows more than 15 dB improvement of wave reflection from CPML layers. Also wave incidence modeling for Impulse signals is done using TFSF, so that the scattered fields can be calculated easily.

Keywords: FDTD numerical Method, Artificial Bees Colony, CPML Absorber Optimization, CPML Low Frequency Harmonics Reduction.

This article is an open-access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license.

Publisher: Imam Hussein University

 Authors



*Corresponding Author Email: abrahamzadeh@gmail.com

علمی - پژوهشی

بهینه‌سازی CPML پهن باند با استفاده از الگوریتم زنبور عسل مصنوعی

مهران تسلیمی^۱، عطااله ابراهیم‌زاده^{۲*}، بیژن ذاکری^۳، سید مهدی حسینی اندارگلی^۴

۱- دانشجوی دکتری، ۲- استاد، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل ۳- دانشیار، دانشگاه ۴- دانشیار، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، بابل، ایران

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۱/۲۰، بازنگری: ۱۴۰۱/۰۴/۲۰، پذیرش: ۱۴۰۱/۰۵/۱۵، انتشار: ۱۴۰۱/۰۶/۳۰)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1401.10.1.11.0>



* این مقاله یک مقاله با دسترسی آزاد است که تحت شرایط و ضوابط مجوز Creative Commons Attribution (CC BY) توزیع شده است.

نویسندگان

ناشر: دانشگاه جامع امام حسین (ع)

چکیده

روش عددی تفاضل محدود حوزه زمانی (FDTD)، با محاسبه میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در قالب الگوریتم Yee، قادر به مدل کردن پدیده‌های الکترومغناطیسی می‌باشد. در این روش عددی، جهت مدل کردن محیط بدون مرز می‌توان از جاذب لایه‌های تطبیق کامل کانولوشنی (CPML) استفاده نمود. اما استفاده از این جاذب به منظور کاربردهای پهن باند، با یک چالش اساسی روبرو می‌باشد و آن انعکاس قوی هارمونیک‌های فرکانس پایین پس از برخورد با لایه‌های جاذب، به فضای اصلی FDTD می‌باشد؛ از این رو ضروری است تا پارامترهای جاذب لایه‌های تطبیق کامل کانولوشنی به صورت دقیق طراحی شده تا از انعکاس هارمونیک‌های فرکانس پایین به فضای شبیه‌سازی ممانعت گردد. در این مقاله، طراحی پارامترهای CPML با استفاده از بهینه‌سازی یک تابع هزینه که مبتنی بر ضریب انعکاس، فرکانس قطع و تضعیف لایه‌های جاذب CPML است، صورت می‌گیرد. بهینه‌سازی این تابع هزینه با استفاده از الگوریتم زنبور عسل مصنوعی انجام می‌شود. مقادیر محاسبه شده به وسیله این الگوریتم با یک مقدار متداول برای پارامترهای جاذب لایه‌های تطبیق کامل کانولوشنی مقایسه می‌گردد که بهبود بیش از ۱۵ دسیبل انعکاس موج از لایه‌های جاذب را نشان می‌دهد. مدل سازی موج تابشی نیز با استفاده از TFSF و برای سیگنال‌های گوسی فوق پهن باند صورت می‌گیرد تا محاسبه میدان‌های پراکنده به آسانی انجام شود.

کلیدواژه‌ها: روش عددی تفاضل محدود حوزه زمان (FDTD)، الگوریتم زنبور عسل مصنوعی، بهینه‌سازی جاذب CPML، کاهش انعکاس هارمونیک‌های فرکانس پایین از جاذب CPML.

۱- مقدمه^۱

می‌باشد که یکی از بهترین روش‌ها به منظور این امر، استفاده از جاذب‌های CPML^۲ می‌باشد، اما یک مسئله مهم انعکاس هارمونیک‌های فرکانس پایین در برخورد با CPML در کاربردهای پهن باند می‌باشد که می‌تواند کارایی آن را کاهش دهد از این رو نیاز است تا پارامترهای CPML به صورت دقیق طراحی شوند.

پژوهش [۲] تأثیر پارامترهای CPML (مخصوصاً پارامتر ضریب کشش یا k) به منظور حداکثر جذب موج الکترومغناطیسی توسط CPML برای هارمونیک‌های فرکانس بالا و پایین را بدون استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی برای سیگنال گوسی فوق پهن باند مطرح کرده است. در مرجع [۳] معادلات PML در دستگاه کروی نوشته شده است. میزان خطای انعکاس PML و ماکزیمم آن به ازای پارامترهای σ_{max} (حداکثر رسانندگی) و k_{max} (حداکثر ضریب

به منظور مدل سازی دقیق پدیده‌های الکترومغناطیسی می‌توان از روش‌های مختلف عددی همچون^۳ FDTD،^۴ FEM،^۴ MoM،^۵ GTD و... استفاده نمود. در این بین، روش FDTD یکی از مهم‌ترین و کاربردی‌ترین روش‌های عددی می‌باشد که برای تولید سیگنال‌های مدل واقعی در کاربردهای پهن باند همچون تصویرسازی از پشت دیوار [۱] می‌توان از آن استفاده نمود. یک بخش مهم از این روش عددی پیاده‌سازی محیط بدون مرز^۶

* رایانامه نویسنده مسئول: abrahamzadeh@gmail.com

² Finite Difference Time Domain

³ Finite Element Method

⁴ Method of Moment

⁵ Geometrical Theory of Diffraction

⁶ Un-Bounded

⁷ Convolutional Perfect Matched Layer

در محیط FDTD به صورت موج مسطح^۶ مدل می‌گردد. کلیه ملاحظات CPML همچون ضریب انعکاس لایه‌های CPML، فرکانس قطع و میزان تضعیف آن در ارائه تابع هزینه لحاظ شده‌اند. علاوه بر این سیگنال خطا برای میدان‌های پراکنده^۷ محاسبه می‌گردد.

در ادامه، در ابتدا به بیان توضیحاتی از الگوریتم زنبور عسل مصنوعی و سپس روش FDTD پرداخته شده و سپس ضرورت بهینه‌سازی CPML و نهایتاً نتایج شبیه‌سازی‌ها بیان می‌گردد.

۲- الگوریتم زنبور عسل مصنوعی (ABC^۸)

این الگوریتم، اولین بار توسط کارابوگا^۹ [۹] برای بهینه‌سازی پارامترهای حقیقی در مسائل بهینه‌سازی بدون قید مطرح شد [۹] و [۱۰]. این الگوریتم از زندگی اجتماعی زنبورهای عسل به هنگام جستجوی غذا الهام گرفته شده است. الگوریتم ABC معمولاً از اطلاعات گردآیانی استفاده نمی‌کند و به همین دلیل می‌تواند از دام کمینه‌های محلی عبور کرده و به کمینه سراسری همگرا شود.

زندگی اجتماعی زنبور عسل جهت جستجوی غذا متشکل از سه نوع زنبور می‌باشد: زنبورهای بکار گرفته شده^{۱۰}، زنبورهای تماشاگر^{۱۱} و زنبورهای پیشاهنگ^{۱۲}. در ابتدا زنبورهای پیش‌آهنگ به صورت تصادفی از یک گلزار به گلزار دیگر می‌روند. گروهی از زنبورهای عسل که به گلزاری باکیفیت بهتر (از جهت فاصله، کیفیت شهد و...) دست یافتند؛ شروع به بهره‌برداری از گلزار کرده و در نتیجه تبدیل به زنبورهای به‌کارگرفته‌شده می‌شوند بعد از آن که این زنبورها شهد خود را در کندو ذخیره کردند، به محل خاصی برای انجام نوعی رقص می‌روند تا اطلاعات خود را به اشتراک بگذارند. این رقص اطلاعات گلزار مورد نظر را به اشتراک می‌گذارد برای مثال مدت زمان رقص نشان‌دهنده کیفیت و میزان شهد یک گلزار و جهت رقص نسبت به خورشید، زاویه گلزار را نشان می‌دهد.

بر اساس این زندگی اجتماعی می‌توان مراحل الگوریتم زنبور عسل مصنوعی را در شش گام بیان نمود که به شرح زیر می‌باشد:

۱- انتخاب اولیه مکان منابع غذا به عنوان جمعیت اولیه: در گام

m (مرتبه مقیاس) بر مبنای صحیح و خطا و بدون استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی بررسی شده‌اند. در [۴] مقادیر مناسب پارامترهای CPML، به منظور جذب بهتر امواج الکترومغناطیس برای هارمونیک‌های سیگنال مشتق اول گوسی بررسی گردیده است. این پژوهش مقادیر مناسب پارامترهای CPML برای محیط FDTD سه بعدی را بدون استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی و بدون در نظر گرفتن فرکانس قطع CPML محاسبه کرده است. در مرجع [۵] به منظور بهبود عملکرد جذب CPML، از ترکیب جاذب‌های Higdon در کنار جاذب‌های CPML استفاده شده و از الگوریتم PSO^۱ به منظور پیدا کردن پارامترهای این جاذب استفاده شده است تا ماکزیمم و متوسط خطای جاذب را حداقل سازد اما تاثیر فرکانس قطع جاذب بررسی نشده است. در [۶]، با استفاده از مدل SAR غیرفعال^۲ عمل تصویرسازی از پشت دیوار تک لایه و چند لایه در محیط FDTD انجام شده است. برای بازسازی فضای پشت دیوار از مفهوم تابع گرین استفاده شده و پارامترهای CPML به صورت کلی و بدون بهینه‌سازی تعیین شده است. مرجع [۷] به منظور مدل کردن فضای بدون مرز از FDTD تطبیقی^۳ استفاده نموده و ضریب بازتاب موج در محیط چند لایه PML محاسبه گردیده و به عنوان تابع هدف بهینه‌سازی شده است تا ضخامت لایه‌های PML و همچنین پارامتر m استخراج گردد اما دیگر پارامترهای PML و تاثیر هارمونیک‌های فرکانس پایین در آن بررسی نگردیده است. در پژوهش [۸] انتشار یک شکل موج گوسی فوق پهن باند با استفاده از آنتن Bow-tie برای یک سیستم ITWR^۴ پیشنهاد شده است. هدف این پژوهش حل مسئله ringing سیگنال ارسالی بر روی آنتن می‌باشد تا کیفیت تصویربرداری راداری حفظ گردد. برای حل این مسئله از تکنیک‌های پردازش سیگنال مبتنی بر کانولوشن استفاده شده تا با حذف روش‌های بارگذاری سخت افزاری در آنتن، سیستم قابل حمل بوده و تلفات سیگنال کاهش و SNR بهبود یابد.

حال در این پژوهش، به طراحی جاذب‌های بهینه برای سیگنال‌های پهن باند با استفاده از الگوریتم زنبور عسل مصنوعی پرداخته می‌شود به گونه‌ای که حداقل انعکاس امواج به فضای شبیه‌سازی صورت گیرد. لازم به ذکر است سیگنال پهن باند ارسالی از نوع گوسی فوق پهن باند می‌باشد که با تکنیک TFSF^۵

⁶ Plane Wave

⁷ Scattered Field

⁸ Artificial Bee Colony

⁹ Karaboga

¹⁰ Scout Bees

¹¹ On-Looker Bees

¹² Employed Foragers

¹ Particle Swarm Optimization

² Passive

³ Conformal FDTD

⁴ Impulse Through Wall Imaging

⁵ Total Field Scattered Field

صورت می‌گیرد. در این رابطه، $fit_m(\bar{x}_m)$ اندازه برازش تامین شده توسط زنبور به کار گرفته شده می‌باشد.

۴- فاز زنبور پیشاهنگ: پس از آن که همه تماشاگرها در منابع غذا توزیع شدند، منابع بررسی می‌شوند که آیا رها شده‌اند یا خیر. اگر تعداد تکرارهایی که یک منبع نمی‌تواند بهتر شود، بزرگتر از حد معینی باشد منبع مصرف شده، در نظر گرفته می‌شود و زنبور به کار گرفته شده وابسته به یک منبع مصرف شده، تبدیل به زنبور پیشاهنگ می‌شود و در محدوده مساله با استفاده از رابطه ۱ جستجوی تصادفی انجام می‌دهد.

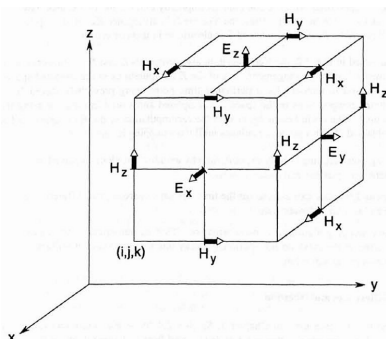
۵- به خاطر سپردن بهترین منبع غذایی پیدا شده تاکنون: بهترین منبع غذایی به عنوان بهترین پاسخ انتخاب می‌گردد.

۶- تکرار گام‌های ۲ تا ۵ تا زمانی که شرط برقرار شود.

۳- روش تفاضل محدود در حوزه زمان (FDTD)

شاید روش FDTD به لحاظ مفهوم و اجرا، ساده‌ترین روش عددی باشد. این روش که برای اولین بار به وسیله Kane Yee در سال ۱۹۶۶ به کار گرفته شد، یک راهکار تمام موج برای حل معادلات ماکسول می‌باشد که بسیاری از مسائل الکترومغناطیس را می‌توان با آن حل نمود [۱۱ و ۱۲].

روش FDTD از تقریب تفاضل محدود برای مشتق‌های زمانی و مکانی معادلات ماکسول استفاده می‌نماید. در این روش فضای انتشار موج الکترومغناطیس، در ابتدا شبکه‌بندی مکانی شده، و اندازه میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی با گذشت زمان، در هر مکان با استفاده از معادلات ماکسول محاسبه می‌گردد. البته در ساختار شبکه‌بندی این روش، میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی، به اندازه نیم گام با یکدیگر اختلاف مکانی دارند که به این ساختار سلول Yee گفته می‌شود، و در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل (۱). محل میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در ساختار سلول

[۱۱] Yee

بر طبق این ساختار مش‌بندی، روابط به‌روزرسانی میدان الکتریکی و مغناطیسی برای قطبش TM_z به صورت رابطه ۵ می‌

اولیه الگوریتم، \bar{x}_m راه حل، به ازای $m = 1, 2, \dots, SN$ در محدوده پارامترها به صورت تصادفی تولید می‌شوند که SN تعداد منابع غذا می‌باشد. از آنجایی که هر منبع غذا \bar{x}_m یک بردار راه حل برای مساله بهینه‌سازی می‌باشد، هر بردار \bar{x}_m المان‌های x_{mi} به ازای $i=1, 2, \dots, n$ دارد که مطابق با پارامترهای مساله بهینه‌سازی است و n تعداد این پارامترهای بهینه‌سازی (بعدهای مساله) می‌باشد (رابطه ۱) [۱۰]:

$$x_{mi} = x_i^{min} + (x_i^{max} - x_i^{min}) \times rand \quad (1)$$

در رابطه ۱ x_i^{min} و x_i^{max} به ترتیب کمترین و بیشترین مقدار پارامتر مربوط به آن مساله بهینه‌سازی است و rand عددی تصادفی با توزیع یکنواخت در فاصله (۰ و ۱) می‌باشد.

۲- فاز زنبورهای به کار گرفته شده: در گام دوم الگوریتم، زنبورهای به کار گرفته شده، برای یافتن منابع غذای جدید (\bar{v}_m) که شهد بیشتری نسبت به منابع غذای موجود در حافظه‌شان (\bar{x}_m) دارند، همسایگی منبع \bar{x}_m را جستجو می‌کنند. آنها یک منبع غذای همسایه پیدا می‌کنند و سپس برازش آن را محاسبه می‌کنند [۱۰]:

$$v_{mi} = x_{mi} + \phi_{mi}(x_{mi} - x_{ki}) \quad (2)$$

در این رابطه \bar{x}_k یک منبع غذای انتخاب شده تصادفی و x_{ki} آمین المان این بردار و k شاخص منبع انتخاب شده تصادفی، طبق رابطه ۲ است. ϕ_{mi} یک عدد تصادفی حقیقی با توزیع یکنواخت در بازه [-1, 1] می‌باشد [۱۰].

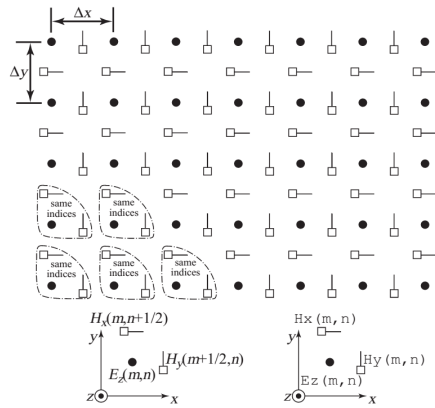
$$k = \text{int}(\text{rand} \times SN) + 1 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

n تعداد بعدهای مسئله می‌باشد. بعد از ایجاد v_{mi} برازش این راه حل جدید، محاسبه می‌شود و با راه حل x_{mi} مقایسه می‌شود و زنبور به کار گرفته شده، منبع بهتر را مورد بهره‌برداری قرار می‌دهد.

۳- فاز زنبورهای تماشاگر: در گام سوم الگوریتم، یک زنبور تماشاگر، منبع غذایی را بر اساس اندازه احتمال محاسبه شده در رابطه ۴ با استفاده از اندازه برازش تامین شده توسط زنبور به کار گرفته شده، انتخاب می‌کند (انتخاب زنبور تماشاگر بر پایه یکی از روش‌های انتخاب مثل روش انتخاب چرخه رولت می‌تواند انجام بگیرد و منبع غذای جدیدی را در مکان منبع غذای انتخاب شده با استفاده از رابطه ۲ ایجاد کند) [۱۰].

$$\bar{P}_m = \frac{fit_m(\bar{x}_m)}{\sum_{m=1}^{SN} fit_m(\bar{x}_m)} \quad (4)$$

برازش راه حل جدید، محاسبه می‌شود و سپس مشابه فاز زنبورهای به کار گرفته شده، یک انتخاب رقابتی بین x_{mi} و v_{mi}



شکل (۱). نمایش مکانی میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی برای قطبش TE_z [۱۲]

حال باید رابطه سیگنال انتشاری در فضای انتشاری یعنی E_z را مشخص نمود. در این پژوهش سیگنال تحریک فضای FDTD یک سیگنال گوسی فوق پهن باند می‌باشد، که معادله آن به صورت رابطه ۷ می‌باشد:

$$E_z(t) = e^{\left(\frac{t-40}{20}\right)^2} \quad (۷)$$

شدت میدان الکتریکی بوده و البته از مشتق اول و مشتق چهارم نرمالیزه آن نیز به عنوان سیگنال ارسالی استفاده شده است. لازم به ذکر است یکی از متداول‌ترین روش‌ها در عمل جهت تولید سیگنال گوسی فوق پهن باند استفاده از دیود SRD [۱۳] می‌باشد.

جهت انتشار سیگنال گوسی فوق پهن باند به صورت موج مسطح در محیط FDTD از تکنیک TFSF استفاده می‌شود. در این روش یک سطح فرضی بسته دلخواه در محیط FDTD در نظر گرفته می‌شود که میدان‌های درون این سطح از نوع مجموع و میدان‌های خارج سطح از نوع پراکنده می‌باشند؛ از این رو الگوریتم Yee را به راحتی می‌توان برای به‌روزرسانی میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در داخل و خارج این مرز به کاربرد، اما به‌روزرسانی میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی برای نقاط روی این مرز باید با یک بهینگی در روابط (۵) صورت گیرد؛ چراکه در یک سمت مرز TFSF، میدان‌های مجموع و در سمت دیگر آن میدان‌های پراکنده قرار دارد این شرایط که به آن شرایط ثابت^۱ گفته می‌شود برای مرزهای مختلف (شکل ۴) به صورت رابطه ۸ می‌باشد ($i = i_0$ صفحه جلویی، $i = i_1$ صفحه پشتی، $j = j_0$ صفحه سمت چپ و $j = j_1$ صفحه سمت راست) [۱۱]:

باشد که ساختار مش‌بندی نیز در شکل ۲ نشان داده شده است [۱۱]:

$$E_z^{q+1}[m, n] = C_a |_{m,n} E_z^q[m, n] \quad (۵-الف)$$

$$-C_{b_2} |_{m,n} \begin{pmatrix} H_x^{q+\frac{1}{2}} \left[m, n + \frac{1}{2} \right] \\ -H_x^{q+\frac{1}{2}} \left[m, n - \frac{1}{2} \right] \end{pmatrix}$$

$$H_x^{q+\frac{1}{2}} \left[m, n + \frac{1}{2} \right] = D_a |_{m,n} H_x^{q-\frac{1}{2}} \left[m, n + \frac{1}{2} \right] \quad (۵-ب)$$

$$-D_{b_1} |_{m,n} \begin{pmatrix} E_z^q[m, n + 1] \\ -E_z^q[m, n] \end{pmatrix}$$

$$H_y^{q+\frac{1}{2}} \left[m + \frac{1}{2}, n \right] = D_a |_{m,n} H_x^{q-\frac{1}{2}} \left[m + \frac{1}{2}, n \right] \quad (۵-ج)$$

$$-D_{b_2} |_{m,n} \begin{pmatrix} E_z^q[m + 1, n] \\ -E_z^q[m, n] \end{pmatrix}$$

که در آن

$$C_a |_{m,n} = \frac{1 - \frac{\sigma_{m,n} \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma_{m,n} \Delta t}{2\varepsilon_{m,n}}} \quad (۶-الف)$$

$$C_{b_1} |_{m,n} = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{m,n} \Delta x}}{1 + \frac{\sigma_{m,n} \Delta t}{2\varepsilon}} \quad (۶-ب)$$

$$C_{b_2} |_{m,n} = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{m,n} \Delta y}}{1 + \frac{\sigma_{m,n} \Delta t}{2\varepsilon_{m,n}}} \quad (۶-ج)$$

$$D_a |_{m,n} = \frac{1 - \frac{\sigma_{m,n}^* \Delta t}{2\mu_{m,n}}}{1 + \frac{\sigma_{m,n}^* \Delta t}{2\mu_{m,n}}} \quad (۶-د)$$

$$D_{b_1} |_{m,n} = \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{m,n} \Delta y}}{1 + \frac{\sigma_{m,n}^* \Delta t}{2\mu}} \quad (۶-ه)$$

$$D_{b_2} |_{m,n} = \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{m,n} \Delta x}}{1 + \frac{\sigma_{m,n}^* \Delta t}{2\mu_{m,n}}} \quad (۶-و)$$

¹ Consistency Condition

Outside Right Face of Region 1(*i*) (۷-۸)
 $= i_1 + \frac{1}{2}; j = j_0, \dots, j_1$

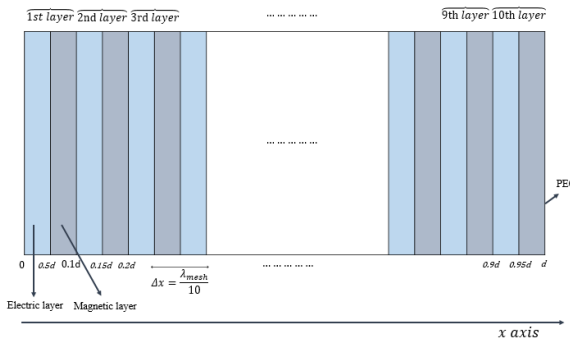
$$H_y|_{i_1+1/2,j}^{n+1/2} = \{H_y|_{i_1+1/2,j}\}_{(ج-5)}$$

$$- \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i_1,j}^n$$

assumed known correction term

H_y, inc و H_x, inc ، E_z, inc مولفه‌های الکتریکی و مغناطیسی موج تابشی موج تابشی هستند که به صورت تحلیلی به روابط ۸ و فضای برنامه‌نویسی اعمال می‌گردد(توجه شود که کلیه این معادلات با فرض سلول‌های الگوریتم Yee مربعی در نظر گرفته شده اند یعنی $\Delta x = \Delta y = \Delta$).

CPML نیز لایه‌های نازک مصنوعی در محیط محاسباتی تعریف می‌نماید که پیرامون محیط FDTD قرار می‌گیرند. این لایه‌ها کاملاً به صورت تئوری طراحی شده و به فرکانس، قطبش و زاویه تابش موج به دیواره بستگی ندارد. مقدار رسانایی این لایه‌ها به گونه‌ای تغییر می‌کند که موج در لایه‌های CPML تلف شود و عملاً بازتابی به ناحیه شبیه‌سازی نداشته باشد و در نتیجه محیط بدون مرز مدل می‌شود. این محیط دارای ضخامت d و تعداد n سلول می‌باشد(در این پژوهش $n=10$ می‌باشد) و ساختار آن در شکل ۳ نشان داده شده است. هر لایه به دو نیم لایه الکتریکی و مغناطیسی تقسیم می‌شود و در انتهای این ساختار نیز یک PEC^۱ قرار می‌گیرد.



شکل (۳). ساختار لایه‌های CPML

پارامترهای CPML در امتداد آن(برای مثال در امتداد محور x) به صورت زیر تغییر می‌کنند [۱۱]

$$a_x(x) = a_{max} \left(\frac{d-x}{d} \right)^{m_a} \quad (9)$$

$$\sigma_x(x) = (x/d)^m \sigma_{max} \quad (10)$$

Front Face of Region 1($j = j_0, i = i_0, \dots, i_1$) (۸-۸)

$$E_z|_{i,j_0}^{n+1} = \{E_z|_{i,j_0}^{n+1}\}_{(الف-5)}$$

$$+ \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i,j_0-1/2}^{n+1/2}$$

assumed known correction term

Back Face of Region 1($j = j_1, i = i_0, \dots, i_1$) (۹-۸)

$$E_z|_{i,j_1}^{n+1} = \{E_z|_{i,j_1}^{n+1}\}_{(الف-5)}$$

$$- \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i,j_1-1/2}^{n+1/2}$$

assumed known correction term

Left Face of Region 1($i = i_0; j = j_0, \dots, j_1$) (۱۰-۸)

$$E_z|_{i_0,j}^{n+1} = \{E_z|_{i_0,j}^{n+1}\}_{(الف-5)}$$

$$- \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i_0-1/2,j}^{n+1/2}$$

assumed known correction term

Right Face of Region 1($i = i_1; j = j_0, \dots, j_1$) (۱۱-۸)

$$E_z|_{i_1,j}^{n+1} = \{E_z|_{i_1,j}^{n+1}\}_{(الف-5)}$$

$$- \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i_1-1/2,j}^{n+1/2}$$

assumed known correction term

Outside Front Face of Region 1($j = j_0 - \frac{1}{2}; i = i_0, \dots, i_1$) (۱۲-۸)

$$H_x|_{i,j_0-1/2}^{n+1/2} = \{H_x|_{i,j_0-1/2}^{n+1/2}\}_{(ب-5)}$$

$$+ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i,j_0}^n$$

assumed known correction term

Outside Back Face of Region 1($j = j_1 + \frac{1}{2}; i = i_0, \dots, i_1$) (۱۳-۸)

$$H_x|_{i,j_1+1/2}^{n+1/2} = \{H_x|_{i,j_1+1/2}^{n+1/2}\}_{(ب-5)}$$

$$- \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i,j_1}^n$$

assumed known correction term

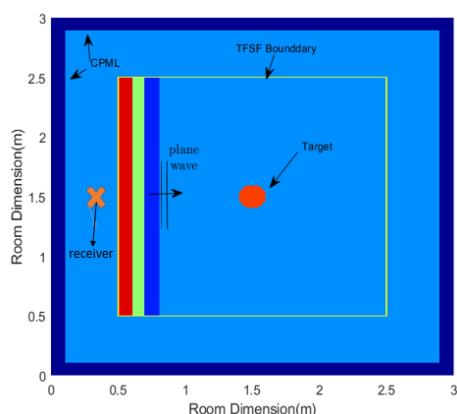
Outside Left Face of Region 1($i = i_0 - \frac{1}{2}; j = j_0, \dots, j_1$) (۱۴-۸)

$$H_y|_{i_0-1/2,j}^{n+1/2} = \{H_y|_{i_0-1/2,j}^{n+1/2}\}_{(ج-5)}$$

$$- \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i_0,j}^n$$

assumed known correction term

¹ Perfect Electric Conductor



شکل (۳). نمایش محل گیرنده در ساختار FDTD. فاصله محل گیرنده و مرز چپ TFSF به اندازه نیم گام $(\frac{\lambda_{mesh}}{20})$ می‌باشد

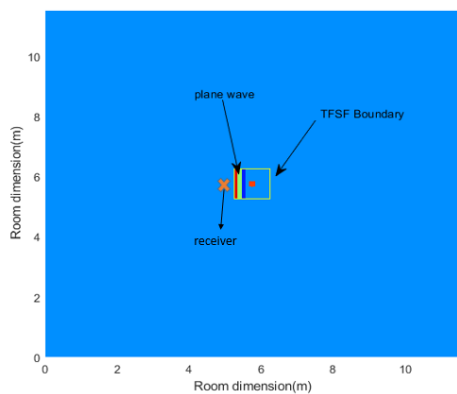
حال یک ناحیه مرجع مطابق شکل ۵ برای بررسی عملکرد CPML طراحی شده نیز باید تعریف نمود. برای این ناحیه مرجع، ابعاد محیط شبیه‌سازی را بزرگ کرده (فضای FDTD از چهار سمت به اندازه ۵۰۰ مش امتداد داده می‌شود) و جاذب‌های CPML حذف می‌شود. سیگنال خطای نسبی را به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$Rel. error = \frac{|E|_{i,j}^n - E_{ref}|_{i,j}^n|}{|E_{ref max}|_{i,j}|} \quad (12)$$

$E|_{i,j}^n$ سیگنال دریافتی در نقطه (i,j) در شکل ۴ و $E_{ref}|_{i,j}^n$ سیگنال دریافتی در نقطه (i,j) در شکل ۵ و $E_{ref max}|_{i,j}$ حداکثر دامنه میدان $E_{ref}|_{i,j}^n$ در نقطه (i,j) در مدت گام‌های زمانی می‌باشد و سیگنال خطای نسبی متوسط با رابطه ۱۳ به دست می‌آید:

$$Ave_{Rel.error} = \frac{\sum_{t=1}^N Rel. error}{N} \quad (13)$$

که در آن N نشان‌دهنده تعداد کل گام‌های زمانی می‌باشد.



شکل (۴). پیاده‌سازی محیط مرجع در FDTD

حال سیگنال دریافتی در شکل ۴ برای هر سه نوع سیگنال ارسالی گوسی، مشتق گوسی و مشتق چهارم گوسی به دست می‌آوریم.

$$k_x(x) = 1 + (k_{x,max} - 1) \cdot (x/d)^m \quad (11)$$

که در آن $k_x(x)$ ضریب کشش و برابر یک $(k_{x,max} = 1)$ ، $a_x(x)$ میزان شیفت هارمونیک‌های فرکانسی، $\sigma_x(x)$ میزان رسانندگی، a_{max} و σ_{max} مقادیر مشخص، m و m_a مرتبه مقیاس^۱ و d ضخامت CPML می‌باشد. بنابراین چهار پارامتر برای طراحی CPML وجود دارد: a_{max} ، σ_{max} ، m و m_a . معادلات بروزرسانی در فضای CPML در ضمیمه ارائه شده است.

۴- تحلیل و نتایج شبیه‌سازی

۴-۱- ضرورت طراحی محیط CPML مناسب

پیش از بیان ضرورت طراحی CPML، لازم است به دو تعریف قراردادی در ادامه اشاره گردد:

(الف) فرکانس مش‌بندی: منظور از فرکانس مش‌بندی، طول موجی است که برای مش‌بندی فضای FDTD مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این پژوهش فرکانس مش‌بندی 3GHz بوده ابعاد هر مش FDTD برابر $\frac{1}{10}$ طول موج مش‌بندی یعنی $\Delta x = \Delta y = \frac{\lambda_{mesh}}{10}$ می‌باشد.

(ب) محیط مرجع: به منظور سنجش میزان دقت CPML پیشنهادی، عملکرد آن با یک محیط بدون جاذب CPML، به نام محیط مرجع مقایسه می‌شود. در محیط مرجع، ابعاد و زمان شبیه‌سازی به گونه‌ای تنظیم می‌شود که موج قبل از آنکه از محیط FDTD خارج شود، زمان شبیه‌سازی تمام شود.

حال در این قسمت با بیان یک مثال ساده ضرورت طراحی یک محیط CPML مناسب به منظور کاربردهای پهن باند بیان می‌گردد. در این مثال ساده مطابق شکل ۴ یک جسم استوانه‌ای PEC به شعاع 5cm در مرکز محیط FDTD قرار داده می‌شود. در این ساختار طول فضای FDTD برابر $L_x = 3m$ و عرض آن $L_y = 3m$ می‌باشد. فضای FDTD در فرکانس 3GHz و ابعاد $\frac{\lambda_{mesh}}{10} = 10cm$ مش‌بندی شده است. CPML داری ضخامت ۱۰ سلول می‌باشد. مرز مربوط به منبع TFSF (رنگ زرد) در فاصله 0.5 متری از انتهای CPML قرار گرفته است. حال تنها به اندازه یک نیم‌گام $(\frac{\lambda_{mesh}}{20})$ ، از مرز سمت چپ TFSF فاصله گرفته و سیگنال این محل، به عنوان سیگنال محل گیرنده ذخیره می‌گردد (در شکل ۴ محل گیرنده که با علامت X مشخص شده با کمی اغراق رسم شده است).

¹ Scaling Order

حال باتوجه به نکات مطرح شده فوق، به تحلیل معادله موج انتشاری در محیط CPML می پردازیم که معادله آن به صورت رابطه ۱۴ می باشد:

$$e^{-\gamma_x^{inc} s_x x} = e^{-(\alpha_x^{inc} + j\beta_x^{inc}) \left(\kappa_x + \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega \epsilon_0} \right) x} \quad (14)$$

$$= e^{-(\alpha_x^{inc} \kappa_x + j\beta_x^{inc} \kappa_x + \alpha_x^{inc} \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega \epsilon_0} + j\beta_x^{inc} \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega \epsilon_0}) x}$$

از آنجایی که موج مسطح انتشاری به وسیله TFSF تولید شده و هیچ تضعیفی نیز در محیط آن وجود ندارد پس $\alpha_x^{inc} = 0$. همچنین مقدار $\kappa_x = 1$ فرض می شود، لذا معادله موج به صورت رابطه ۱۵ ساده می شود:

$$e^{-(j\beta_x^{inc}) \left(1 + \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega \epsilon_0} \right) x} \quad (15)$$

$$= e^{-(j\beta_x^{inc} + j\beta_x^{inc} \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega \epsilon_0}) x}$$

در رابطه فوق چنانچه $\frac{a_x}{\epsilon_0} \gg \omega$ ، فرض شود عمل جذب و تضعیف موج انجام می شود. در صورتی که $\frac{a_x}{\epsilon_0} \ll \omega$ هیچ نوع تضعیفی از رسانندگی σ_x ایجاد نمی گردد بر این مبنا فرکانس قطع CPML به صورت رابطه ۱۶ تعریف می شود:

$$f_{cut} = \frac{a_x}{2\pi \epsilon_0} = \frac{a_{max} \left(\frac{d-x}{d} \right)^{ma}}{2\pi \epsilon_0} \quad (16)$$

پس برای تضعیف موج انتشاری باید $\omega \epsilon_0 \ll a_x$ باشد لذا فرض می شود:

$$a_x \approx 0.1 \omega_{min} \epsilon_0 \quad (17)$$

در نتیجه:

$$a_{max} \left(\frac{d-x}{d} \right)^{ma} \leq 0.1 \times \omega_{min} \times \epsilon_0 \rightarrow \quad (18)$$

$$\left(\frac{d-x}{d} \right)^{ma} \leq \frac{0.1 \times \omega_{min} \times \epsilon_0}{a_{max}}$$

همچنین مقدار ω_{min} با توجه به فرکانس قطع و حداقل هارمونیک موجود در فضای شبیه سازی به دست می آید یعنی $\omega_{min} = 2\pi f_{cut}$.

باتوجه به تبدیل فوریه سیگنال ارسالی در فضا مقدار ω_{min} به دست می آید. از این رو باید تبدیل فوریه سیگنال های گوسی فوق پهن باند، مشتق مرتبه اول و مشتق مرتبه چهارم مشاهده و کمترین هارمونیک موجود در طیف آنها به عنوان فرکانس قطع در نظر گرفته شود. مقدار f_{cut} یا f_{min} با توجه به شکل ۷ مطابق جدول ۲ می باشد:

یک مقدار متداول برای پارامترهای CPML بر اساس مرجع [۱۱] در جدول ۱ ارائه شده است:

جدول (۱). مقادیر پارامترهای CPML متداول

پارامترهای CPML متداول
$a_{max} = 0.2$
$\sigma_{max} = \sigma_{opt} = 0.85$
$m_a = 1$
$m = 3$

شکل ۶، سیگنال دریافتی و تأثیر انعکاس امواج از CPML به ازای مقادیر جدول ۱ را برای سه شکل گوسی، مشتق مرتبه اول گوسی و مشتق مرتبه چهارم گوسی موج نشان می دهد. کاملاً مشخص است که انعکاس CPML برای هر سه سیگنال قابل ملاحظه می باشد، اگرچه کاهش میزان این انعکاس، برای سیگنال مشتق چهارم گوسی بهتر از سیگنال گوسی و مشتق اول آن می باشد. البته برای کاربردهای بعدی با این سیگنال ها همچون تصویرسازی از پشت دیوار بهتر است با استفاده از تبدیل هیلبرت پوش سیگنال مشتق گوسی و مشتق چهارم را به دست آورد (شکل ۷).

مشاهده می شود سیگنال های بازگشتی از لایه های CPML در محل گیرنده وجود دارد و لایه های CPML همانند هدف عمل کرده و امواج را به داخل فضای شبیه سازی بر می گردانند که با تنظیم دقیق مقادیر مربوط با لایه های CPML یعنی a_{max} ، m ، σ_{max} و m_a باید این مشکل را حل نمود.

۴-۲- استخراج تابع هدف مناسب به منظور طراحی

CPML در کاربردهای پهن باند

سه مسئله اساسی وجود دارد که به منظور طراحی CPML مناسب در کاربردهای پهن باند باید به آن توجه داشت:

۱- ضریب انعکاس از لایه های CPML: لایه های CPML (مخصوصاً لایه موجود در نیم گام سلول اول CPML) باید کمترین میزان انعکاس امواج الکترومغناطیسی به فضای اصلی FDTD را داشته باشد، بنابراین تا حد امکان ضریب انعکاس لایه موجود در نیم گام سلول اول باید به سمت صفر میل کند.

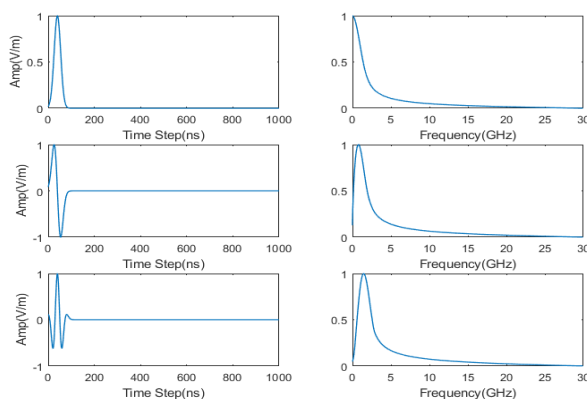
۲- فرکانس قطع CPML: با توجه به حضور هارمونیک های فرکانس پایین، تمایل بر آن است تا حد امکان فرکانس قطع CPML پایین باشد تا فرکانس های پایین در فضای شبیه سازی به درستی مدل گردند.

۳- تضعیف لایه های CPML: بدون شک مهمترین وظیفه CPML تضعیف موج انتشاری در آن می باشد، از این رو تمایل بر آن است تا با افزایش میزان رسانندگی این محیط، حداکثر تضعیف موج در این محیط صورت گیرد.

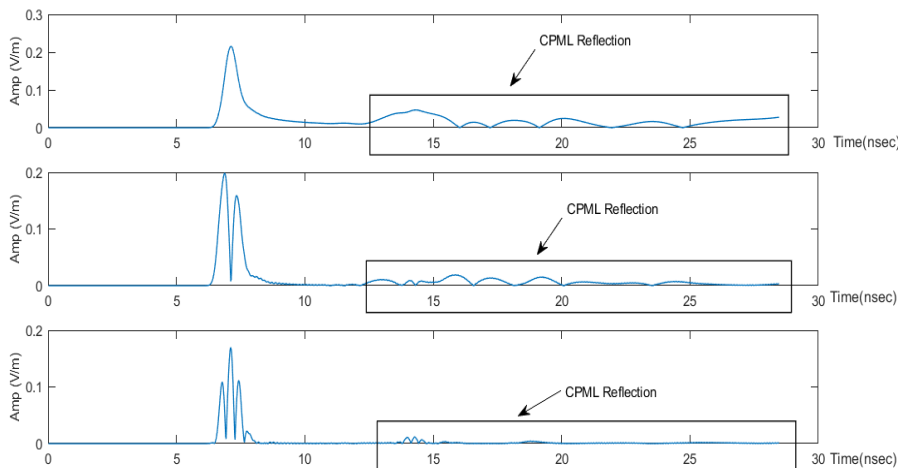
فوق پهن باند، مشتق اول آن و مشتق چهارم آن در حوزه فرکانس(به ترتیب از بالا به پایین).

جدول (۲). مقادیر فرکانس قطع برای سه نوع سیگنال مورد استفاده در شبیه‌سازی

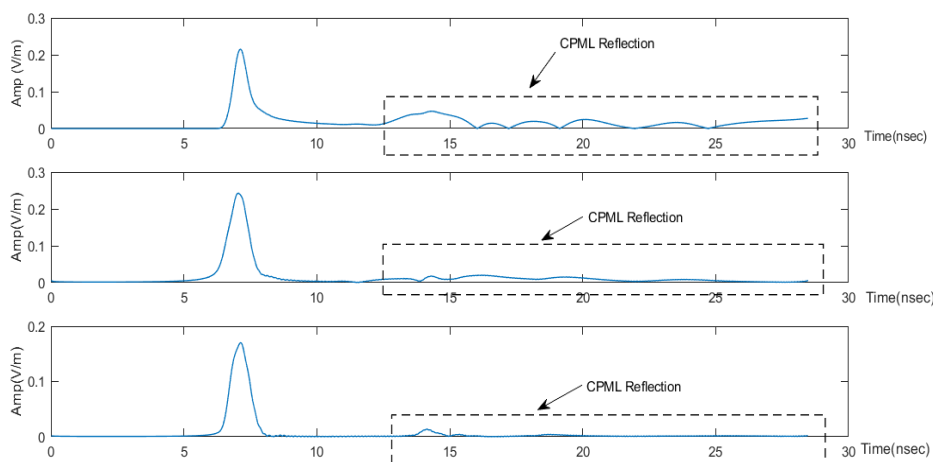
مقدار فرکانس قطع (MHz)	نوع سیگنال
$f_{cut} = 0$	سیگنال گوسی فوق پهن باند
$f_{cut} = 20MHz$	مشتق اول سیگنال گوسی فوق پهن باند
$f_{cut} = 200MHz$	مشتق چهارم سیگنال گوسی فوق پهن باند



شکل (۵). سیگنال‌های مورد استفاده در شبیه‌سازی و تبدیل فوریه آنها. (ستون سمت چپ) نمایش سیگنال‌های گوسی فوق پهن باند، مشتق اول آن و مشتق چهارم آن در حوزه زمان(به ترتیب از بالا به پایین). (ستون سمت راست) نمایش تبدیل فوریه سیگنال‌های گوسی



شکل (۶). سیگنال دریافتی در محل گیرنده برای ساختار شکل ۳ برای سه سیگنال گوسی، مشتق اول گوسی و مشتق مرتبه چهارم گوسی(به ترتیب از بالا به پایین)



شکل (۷). پوش سیگنال دریافتی در محل گیرنده برای ساختار شکل ۵ برای سه سیگنال گوسی، مشتق اول گوسی و مشتق مرتبه چهارم گوسی(به ترتیب از بالا به پایین)

$$\left| \frac{a_{max} \left(\frac{d-x}{d} \right)^{ma}}{2\pi\epsilon_0} - f_{cut} \right|_{x=0.05d} \quad (21)$$

$$+ \left| \frac{\sigma_x(x)}{a_x(x) + j\omega\epsilon_0} \right|_{x=0.05d}$$

مجدد به سراغ رابطه انتشار موج (رابطه ۱۴) باز می‌گردیم:

$$e^{-(j\beta_x^{inc} + j\beta_x^{inc} \frac{\sigma_x}{a_x + j\omega\epsilon_0})x} \quad (22)$$

$$= e^{-(j\beta_x^{inc} + j\beta_x^{inc} \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0})x}$$

$$= e^{-j\beta_x^{inc}x} e^{-j\beta_x^{inc} \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0}x}$$

$$= e^{-j\beta_x^{inc}x} e^{-\frac{j\omega}{c} \frac{\sigma_x}{\epsilon_0}x}$$

$$= e^{-j\beta_x^{inc}x} e^{-\frac{\sigma_x}{c\epsilon_0}x}$$

چنانچه ضریب تضعیف رابطه ۲۲ را ساده‌سازی کنیم:

$$e^{-\frac{\sigma_x}{c\epsilon_0}x} = e^{-\frac{\sigma_{xmax} \left(\frac{x}{d} \right)^m}{c\epsilon_0}x} \quad (23)$$

حال برای مقادیر فرضی مثلاً به‌ازای $m=5$ ، $d=0.1$ و $\sigma_{max} = 0.61$ مقدار رابطه ۲۲ را در هر x محاسبه می‌کنیم (جدول ۳):

جدول (۳). مقادیر تضعیف هر لایه و کل تضعیف ایجاد شده تا هر لایه CPML

میزان کل تضعیف موج (dB)	میزان تضعیف هر لایه (dB)	محل لایه روی محور x	شماره لایه CPML
.	.	$x = 0$	۱
-۰/۰۰۰۱	-۰/۰۰۰۱	$x = 0.1d$	۲
-۰/۰۰۷۶	-۰/۰۰۶۴	$x = 0.2d$	۳
-۰/۱۰۴۷	-۰/۰۷۲۷	$x = 0.3d$	۴
-۰/۱۶۹۶۵	-۰/۴۰۸۵	$x = 0.4d$	۵
-۲/۰۸۳۰	-۱/۵۵۸۳	$x = 0.5d$	۶
-۱۰/۴۹۶۹	-۴/۶۵۳۲	$x = 0.6d$	۷
-۲۹/۷۵۲۴	-۱۱/۷۳۳۶	$x = 0.7d$	۸
-۷۳/۶۴۷۷	-۲۶/۱۴۴۷	$x = 0.8d$	۹
-۱۶۴/۲۶۵۳	-۵۳/۰۰۲۸	$x = 0.9d$	۱۰
-۲۲۷/۵۷۹۱	-۷۳/۳۱۳۸	$x = 0.95d$	۱۱

باتوجه به اطلاعات جدول ۳، می‌توان ادعا نمود که دامنه موج عملاً در $x=0.9d$ صفر شده است که فرض مطلوبی نیز می‌باشد.

باتوجه به این توضیحات، تابع هزینه جهت طراحی CPML در کاربردهای پهن باند به‌صورت رابطه ۲۴ می‌باشد:

$$\left| \frac{a_{max} \left(\frac{d-x}{d} \right)^{ma}}{2\pi\epsilon_0} - f_{cut} \right|_{x=0.05d} \quad (24)$$

$$+ \left| \frac{\sigma_{max} \left(\frac{x}{d} \right)^m}{a_{max} \left(\frac{d-x}{d} \right)^{ma} + j\omega\epsilon_0} \right|_{x=0.05d}$$

$$+ \left| e^{-\frac{\sigma_{xmax} \left(\frac{x}{d} \right)^m}{c\epsilon_0}x} \right|_{x=0.9d}$$

با گرفتن لگاریتم مبنای ۱۰ از طرفین رابطه ۱۸ مقدار m_a به دست می‌آید:

$$\frac{\log_{10} \left(\frac{0.1 \times \omega_{min} \times \epsilon_0}{\min(a_{max})} \right)}{\log_{10} \left(\frac{d-x}{d} \right)} < m_a \quad (19)$$

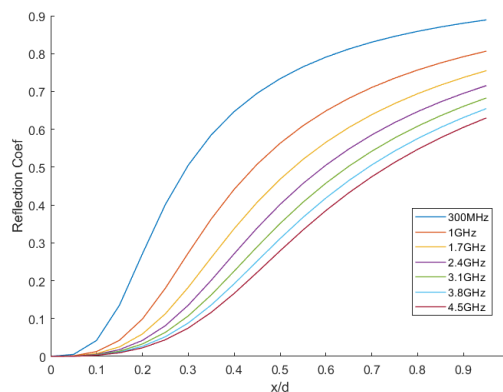
$$\leq \frac{\log_{10} \left(\frac{0.1 \times \omega_{min} \times \epsilon_0}{\max(a_{max})} \right)}{\log_{10} \left(\frac{d-x}{d} \right)}$$

تنها مجهول معادله فوق مقدار x می‌باشد برای تعیین این مقدار به سراغ رابطه ضریب انعکاس از لایه‌های CPML می‌رویم [۱۱]

$$\Gamma_{CPML} = \frac{\sqrt{1 + \frac{\sigma_x(x)}{a_x(x) + j\omega\epsilon_0}} - 1}{\sqrt{1 + \frac{\sigma_x(x)}{a_x(\Delta_x/2) + j\omega\epsilon_0}} + 1} \quad (20)$$

تمایل بر آن است که مقدار این ضریب انعکاس به سمت صفر میل کند و یا عبارت $\frac{\sigma_x(x)}{a_x(x) + j\omega\epsilon_0}$ به سمت صفر میل نماید.

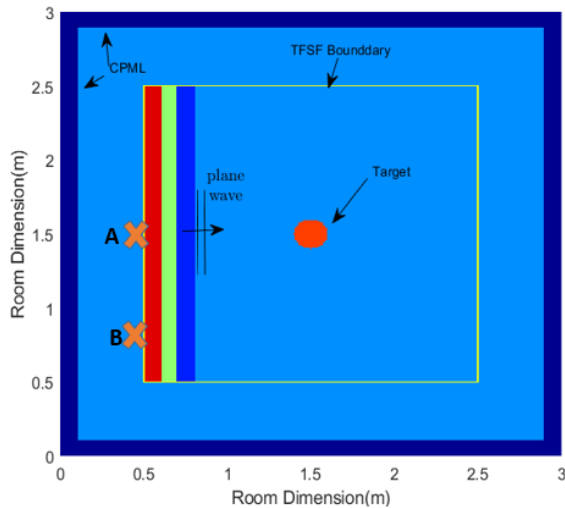
حال مقدار ضریب انعکاس هر یک از لایه‌های CPML را برای چند فرکانس دلخواه رسم می‌کنیم (شکل ۹):



شکل (۸). ضریب انعکاس هر یک از لایه‌های CPML در چند فرکانس دلخواه

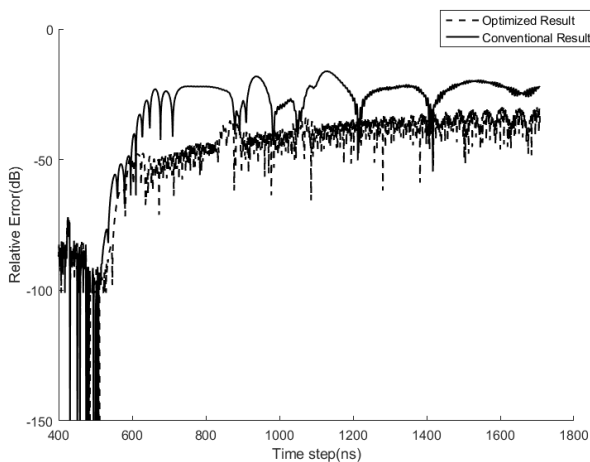
مشاهده می‌شود هر چقدر در عمق CPML پیش می‌رویم ضریب انعکاس هر لایه افزایش می‌یابد. عملاً می‌توان گفت برای فرکانس‌های زیر یک گیگاهرتز، تا قبل از $x=0.05d$ ضریب انعکاس صفر است و برای فرکانس‌های بیش از یک گیگاهرتز عملاً تا $x=0.1d$ مقدار ضریب انعکاس صفر است. از آنجایی که در سیگنال‌های ارسالی فرکانس‌های کمتر از ۱ گیگاهرتز نیز وجود دارد (شکل ۹) پس $x=0.05d$ مقدار مناسبی برای تعیین فرکانس قطع می‌باشد؛ بنابراین تا این مرحله تابع هدف به‌صورت رابطه ۲۱ باید حداقل گردد:

را برای دو نقطه A و B در شکل ۱۱ محاسبه می‌نماییم. مختصات نقطه $A=(0.5,0.75)$ و مختصات نقطه $B=(0.5,1.5)$ می‌باشد البته به منظور محاسبه میدان‌های پراکنده این دو نقطه به اندازه $\frac{\lambda_{mesh}}{20}$ از دواره سمت چپ TFSF فاصله دارند. نتایج مربوط به سیگنال‌های خطا در شکل‌های ۱۲ و ۱۳ نشان داده شده‌اند:



شکل (۱۰). نمایش نقاط A و B به منظور ذخیره سیگنال

باتوجه به شکل‌های ۱۲ و ۱۳ میزان خطای متوسط برای نقطه A در حالت متداول برابر $-24.56dB$ و در حالت بهینه $-38.93dB$ می‌باشد یعنی میزان خطا برای نقطه A تقریباً $13dB$ کاهش یافته است. میزان این خطای متوسط برای نقطه B در حالت متداول $-22.78dB$ و در حالت بهینه $-40.24dB$ می‌باشد که بهبود تقریبی $18dB$ را نشان می‌دهد.



شکل (۱۱). مقایسه سیگنال خطا در نقطه A برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال مشتق چهارم گوسی فوق پهن باند

با بهینه‌سازی تابع رابطه ۲۴ مقادیر بهینه پارامترهای CPML به دست می‌آید. در کلیه شبیه‌سازی‌ها مقادیر متغیرها به صورت رابطه ۲۵ می‌باشند:

$$0.4 \leq \sigma_{max} \leq 0.96 \quad (الف-۲۵)$$

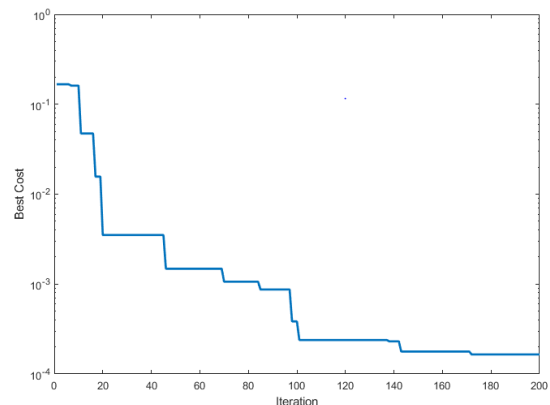
$$0.0001 \leq a_{max} \leq 0.3 \quad (ب-۲۵)$$

$$-35 \leq m_a \leq 160 \quad (ج-۲۵)$$

$$1 \leq m \leq 25 \quad (د-۲۵)$$

۳-۴- طراحی CPML مناسب برای مشتق چهارم گوسی

در آزمایش اول، پارامترهای CPML برای حالتی که از سیگنال مشتق چهارم گوسی استفاده می‌شود بهینه‌سازی می‌گردد. باتوجه به جدول ۲ مقدار فرکانس قطع $f_{cut} = 200MHz$ می‌باشد. الگوریتم زنبور عسل بعد از ۲۰۰ تکرار نتایج جدول ۴ و شکل ۱۰ را ارائه می‌دهد:



شکل (۹). نتیجه بهینه‌سازی تابع هدف برای سیگنال مشتق چهارم گوسی فوق پهن باند

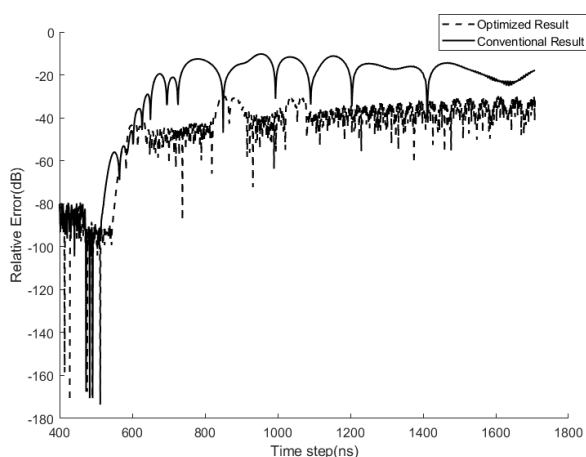
جدول (۴). مقادیر پارامترهای بهینه و متداول مشتق چهارم گوسی فوق پهن باند

پارامترهای CPML متداول	نتایج بهینه‌سازی
$a_{max} = 0.2$	$a_{max} = 0.3$
$\sigma_{max} = \sigma_{opt} = 0.85$	$\sigma_{max} = 0.96$
$m_a = 1$	$m_a = 64.23$
$m = 3$	$m = 11.23$

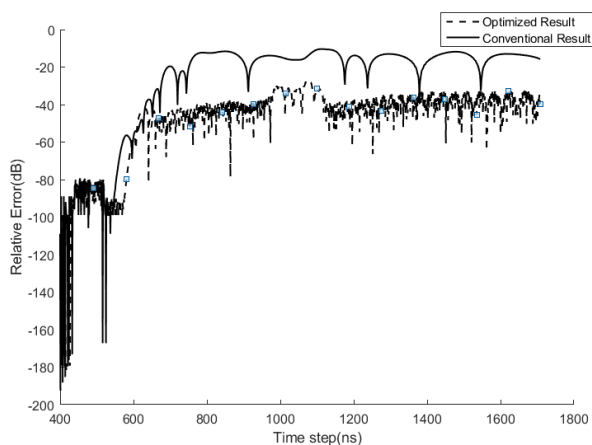
مقدار تابع هزینه بعد از ۲۰۰ تکرار 1.6×10^{-4} می‌گردد. همچنین جدول ۴ نشان می‌دهد برای سیگنال گوسی مقدار a_{max} و σ_{max} تمایل دارد تا به حداکثر مقدار تغییرات بازه مورد نظر خود برسد. حال این پارامترها، به عنوان ورودی برای CPML موجود در فضای FDTD تنظیم می‌گردد و سیگنال خطای نسبی

همچنین جدول ۵ نشان می‌دهد برای سیگنال گوسی مشتق اول مقدار σ_{max} و a_{max} تمایل دارد تا به حداکثر مقدار تغییرات بازه مورد نظر خود برسد. حال این پارامترها، به عنوان ورودی برای CPML موجود در فضای FDTD تنظیم می‌گردد و نتایج شکل‌های ۱۵ و ۱۶ به دست می‌آید:

میزان خطای متوسط برای نقطه A در حالت متداول برابر $-17.72dB$ و در حالت بهینه $-38dB$ می‌باشد یعنی میزان خطا برای نقطه A تقریباً $22dB$ کاهش یافته است. میزان این خطای متوسط برای نقطه B در حالت متداول $-16.38dB$ و در حالت بهینه $-38.85dB$ می‌باشد که بهبود تقریبی $22dB$ را نشان می‌دهد.



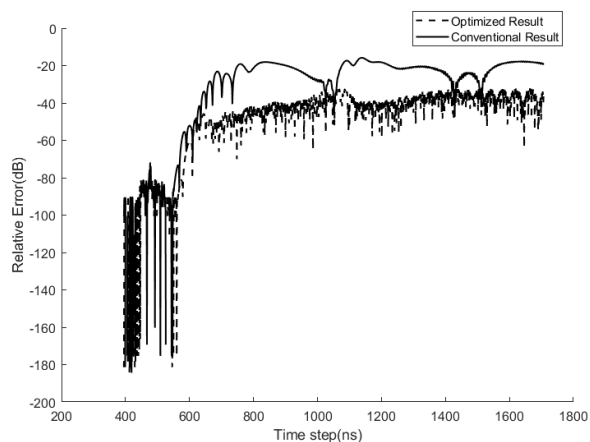
شکل (۱۳). مقایسه سیگنال خطا در نقطه A برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال مشتق اول گوسی فوق پهن باند



شکل (۱۴). مقایسه سیگنال خطا در نقطه B برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال مشتق اول گوسی فوق پهن باند

۴-۵- طراحی CPML مناسب برای سیگنال گوسی فوق پهن باند

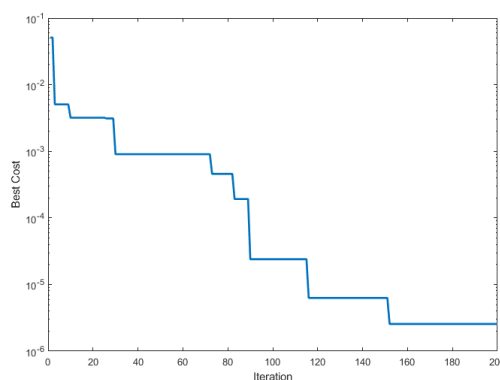
در این آزمایش، پارامترهای CPML برای حالتی که از سیگنال



شکل (۱۳). مقایسه سیگنال خطا در نقطه B برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال مشتق چهارم گوسی فوق پهن باند

۴-۴- طراحی CPML مناسب برای مشتق اول گوسی فوق پهن باند

در آزمایش دوم، پارامترهای CPML برای حالتی که از سیگنال مشتق اول گوسی استفاده می‌شود بهینه‌سازی می‌گردد. باتوجه به جدول ۲ مقدار فرکانس قطع $f_{cut} = 20MHz$ می‌باشد. الگوریتم زنیورسل نتایج بهینه‌سازی را مطابق شکل ۱۴ و جدول ۵ ارائه می‌دهد:



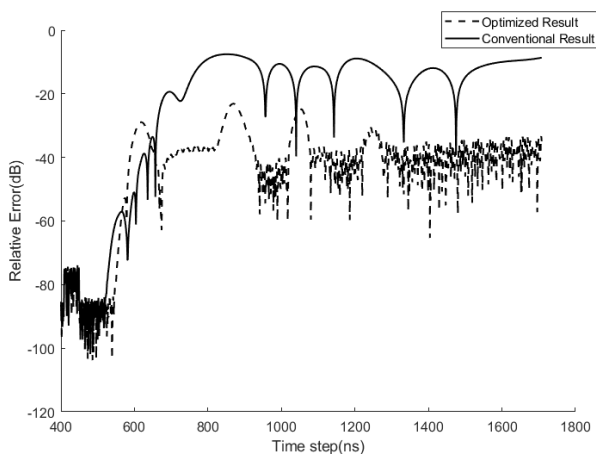
شکل (۱۲). نتیجه بهینه‌سازی تابع هدف برای سیگنال مشتق اول گوسی فوق پهن باند

جدول (۵). مقادیر پارامترهای بهینه و متداول برای سیگنال مشتق اول گوسی فوق پهن باند

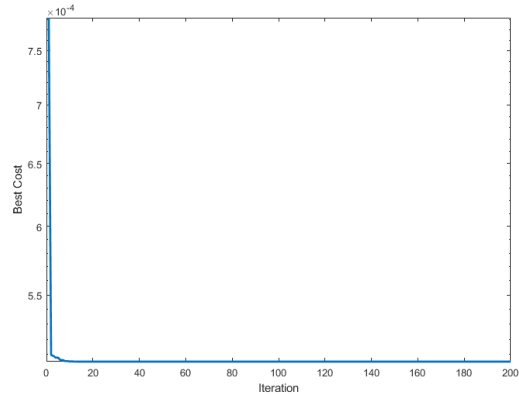
پارامترهای CPML متداول	نتایج بهینه‌سازی
$a_{max} = 0.2$	$a_{max} = 0.3$
$\sigma_{max} = \sigma_{opt} = 0.85$	$\sigma_{max} = 0.96$
$m_a = 1$	$m_a = 109.11$
$m = 3$	$m = 6.65$

مقدار تابع هزینه بعد از ۲۰۰ تکرار 2.56×10^{-6} می‌گردد.

با استفاده از معادله انتشار موج در محیط CPML، میزان تضعیف موج در لایه‌های مختلف آن محاسبه و یک تابع هزینه که کلیه ملاحظات طراحی یعنی ضریب انعکاس، فرکانس قطع و تضعیف لایه‌های CPML را در برمی‌گیرد، ارائه گردید. این تابع هزینه میزان انعکاس هارمونیک‌های فرکانس پایین یک سیگنال پهن باند را به حداقل می‌رساند که بهینه‌سازی آن با استفاده از الگوریتم زنبورعسل مصنوعی بهبود بیش از 15dB در سیگنال خطا را نشان می‌دهد.



گوسی استفاده می‌شود بهینه‌سازی می‌گردد. باتوجه به جدول ۲، مقدار فرکانس قطع $f_{cut} = 0$ می‌باشد. الگوریتم زنبورعسل نتایج شکل ۱۷ و جدول ۶ را ارائه می‌دهد:

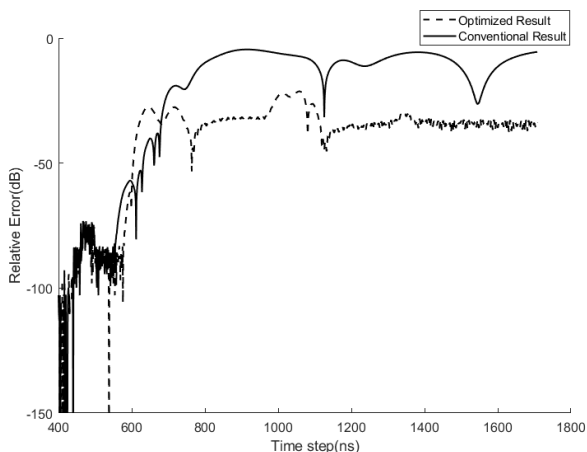


شکل (۱۵). نتیجه بهینه‌سازی تابع هدف برای سیگنال گوسی فوق پهن باند

جدول (۶). مقادیر پارامترهای بهینه و متداول برای سیگنال گوسی فوق پهن باند

پارامترهای CPML متداول	نتایج بهینه‌سازی
$a_{max} = 0.2$	$a_{max} = 0.0001$
$\sigma_{max} = \sigma_{opt}$	$\sigma_{max} = 0.96$
$m_a = 3$	$m_a = 160$
$m = 1$	$m = 10$

شکل (۱۶). مقایسه سیگنال خطا در نقطه A برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال گوسی فوق پهن باند



شکل (۱۷). مقایسه سیگنال خطا در نقطه B برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال گوسی فوق پهن باند

مشاهده می‌شود بر خلاف دو سیگنال قبلی، برای سیگنال گوسی مقدار a_{max} تمایل دارد تا به حداقل مقدار تغییرات بازه مورد نظر خود و از طرف دیگر پارامترهای σ_{max} و m_a به حداکثر مقدار بازه مورد نظر خود می‌رسند. مقدار تابع هزینه بعد از ۲۰۰ تکرار 5×10^{-4} می‌گردد با این تفاوت که این بار تابع سریع‌تر از دو حالت قبلی به نقطه همگرایی می‌رسد.

حال این پارامترها را برای محیط FDTD به کار می‌بریم. میزان خطای نسبی آزمایش CPML متداول و CPML بهینه شده برای نقطه A و B به صورت شکل‌های ۱۸ و ۱۹ می‌باشد. میزان خطای متوسط برای نقطه A در حالت متداول برابر $-13.6dB$ و در حالت بهینه $-35.5dB$ می‌باشد یعنی میزان خطا برای نقطه A تقریباً 23dB کاهش یافته است. میزان این خطای متوسط برای نقطه B در حالت متداول $-10.2dB$ و در حالت بهینه $-32.5dB$ می‌باشد که بهبود تقریبی 22dB را نشان می‌دهد.

۶- مراجع

- [1] A. R. Salehi Barzgar, A. Cheldavi, "Three Dimensional Through the Wall Radar Imaging Using Compressed Sensing", Journal of Radar, Vol. 7, No. 2, May 2020(In Persian), doi: 20.1001.1.23454024.1398.7.2.11.1.
- [2] S. Fang, H. Pan, T. Du, et al "Crosswell Electromagnetic Modeling from Impulsive Source: Optimization Strategy for Dispersion Suppression in Convolutional Perfectly Matched Layer". Sci Rep 6,

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، بعد از بیان مباحث علمی لازم از الگوریتم زنبورعسل و روش عددی FDTD، به بیان ضرورت و نحوه طراحی پارامترهای CPML با استفاده از الگوریتم زنبورعسل مصنوعی پرداخته شد.

$$E_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+\frac{1}{2}} \quad (۱-پ)$$

$$= C_a|_{i+\frac{1}{2},j,k} E_x|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n-\frac{1}{2}} + C_b|_{i+\frac{1}{2},j,k} \left(\frac{H_z|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^n - H_z|_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^n}{k_y \Delta y} + \frac{H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^n - H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^n}{k_z \Delta z} + \Psi_{E_{xy}}|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n - \Psi_{E_{xz}}|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n \right)$$

که در آن

$$C_a|_{i+\frac{1}{2},j,k} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i+\frac{1}{2},j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i+\frac{1}{2},j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i+\frac{1}{2},j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i+\frac{1}{2},j,k}}} \quad (۲-پ)$$

$$C_b|_{i+\frac{1}{2},j,k} = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i+\frac{1}{2},j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i+\frac{1}{2},j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i+\frac{1}{2},j,k}}} \quad (۳-پ)$$

$$\Psi_{E_{xy}}|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n = b_{y_j} \Psi_{E_{xy}}|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n-1} + c_{y_j} \left(\frac{H_z|_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^n - H_z|_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^n}{\Delta y} \right) \quad (۴-پ)$$

$$\Psi_{E_{xz}}|_{i+\frac{1}{2},j,k}^n = b_{y_k} \Psi_{E_{xz}}|_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n-1} + c_{z_k} \left(\frac{H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^n - H_y|_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^n}{\Delta z} \right) \quad (۵-پ)$$

میدان مغناطیسی نیز با روابط زیر در لایه CPML به دست می‌آیند [۱۱]

$$H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+1} \quad (۷-پ)$$

$$= D_a|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^n + D_b|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \left(\frac{E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} - E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{k_z \Delta z} + \frac{E_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{k_y \Delta y} + \Psi_{H_{xz}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - \Psi_{H_{xy}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right)$$

Article Number:32613, Sep. 2016. <https://doi.org/10.1038/srep32613>.

- [3] W. Bao, F. L. Teixeira, "Performance Analysis of Perfectly Matched Layers Applied to Spherical FDTD Grids," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol: 66, no: 2, pp: 1035-1039, Feb. 2018. doi: 10.1109/TAP.2017.2781221.
- [4] B. Gvozdic, D. Durdevic, N.Raicevic, "CPML Parameter Optimization In FDTD Modeling Of Impulsive Source", Facta Universitatis, Series: Automatic Control and Robotics, [S.I.], pp: 229-240, Jan. 2018. <https://doi.org/10.22190/FUACR1703229G>
- [5] A. Darvish, B. Zakeri, N. Radkani, "An Optimized Hybrid Convolutional Perfectly Matched Layer for Efficient Absorption of Electromagnetic Waves", Journal of Computational Physics, Vol: 356, pp: 31-45, March. 2018. <https://doi.org/10.1016/j.jcp.2017.11.030>
- [6] H. Abedi, B. Zakeri, "Through-the-Multilayered Wall Imaging Using Passive Synthetic Aperture Radar", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol: 57, Issue: 7, Jul. 2019. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541468.
- [7] Y. J. Zhang, X. F. Deng, X. H. Zhang, "Constitutive Parameter Optimization Method of Obliquely Incident Reflectivity for Conformal PML", The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES), Vol: 35, no: 12, pp: 1463-70, Dec. 2020. <https://doi.org/10.47037/2020.ACES.J.351202>
- [8] Y. Jin, J. Chen, B. Liang, D. Yang, M. Xing and L. Liu, "First Demonstration of Using Signal Processing Approach to Suppress Signal Ringing in Impulse UWB Through-Wall Radar", in IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, Vol: 19, pp: 1-5, Art no. 3505505, April.2021. doi: 10.1109/LGRS.2021.3070407.
- [9] D. Karaboga, "An Idea Based on Honey Bee Swarm for Numerical Optimization", Erciyes University, Technical Report-TR06, Kayseri, Turkey, 2005.
- [10] A. Ebrahimzadeh, M.Ahmadi, M. Yousefi, "Computational Intelligence and Optimization Algorithms", Oloome Rayane, 1st Edition, 2015.(In Persian)
- [11] A. Taflove, S.C. Hagness, "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method", Artech House, 3rd Edition, May.2005
- [12] J.B. Schneider, "Understanding the FDTD Method", <https://eecs.wsu.edu/~schneidj/ufdtd/>, Last updated: September 06, 2022
- [13] J. Zhou, Q. Lu, F. Liu, Y. Li, "A Novel Picosecond Pulse Generation Circuit Based on SRD and NLTL", PLoS ONE 11(2): e0149645, Feb 2016. <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0149645>

۷- ضمیمه

روابط بروز رسانی معادلات میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در فضای CPML سه‌بعدی به‌صورت زیر می‌باشد [۱۱]

که در آن:

$$Da|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^* \Delta t}{2\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}}}{\sigma_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^* \Delta t + 2\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}} \quad (۸-پ)$$

$$Db|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^* \Delta t}{2\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}}} \quad (۹-پ)$$

$$\Psi_{H_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \quad (۱۰-پ)$$

$$= b_{y_{j+\frac{1}{2}}} \Psi_{H_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + c_{y_{j+\frac{1}{2}}} \left(\frac{E_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right)$$

$$\Psi_{H_{x,z}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \quad (۱۱-پ)$$

$$= b_{z_{k+\frac{1}{2}}} \Psi_{H_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + c_{z_{k+\frac{1}{2}}} \left(\frac{E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} - E_y|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right)$$

ضرایب b_w و c_w به صورت زیر محاسبه می‌گردند:

$$b_w = e^{-\left(\frac{\sigma_w}{\varepsilon_0 k_w} + \frac{a_w}{\varepsilon_0}\right) \Delta t} \quad (۱۲-پ)$$

$$c_w = \frac{\sigma_w}{\sigma_w k_w + k_w^2 a_w} (b_w - 1) \quad (۱۳-پ)$$

که در این روابط پارامترهای σ_w ، k_w و a_w (w=x,y,z) توابعی یک بعدی هستند و فقط در بعد w دارای مقدار هستند.