

## علمی - پژوهشی

## بهینه‌سازی CPML پهن باند با استفاده از الگوریتم زنبور عسل مصنوعی

مهران تسلیمی<sup>۱</sup>، عطااله ابراهیم زاده<sup>۲</sup>، بیژن ذاکری<sup>۳</sup>، سید مهدی حسینی اندارگلی<sup>۴</sup>

۱- دانشجوی دکتری، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل ۲- استاد، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل

۳- دانشیار، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، ۴- دانشیار، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۱/۲۰، بازنگری: ۱۴۰۱/۰۴/۲۰، پذیرش: ۱۴۰۱/۰۵/۱۵، انتشار: ۱۴۰۱/۰۶/۰۲)

## چکیده

روش عددی تفاضل محدود حوزه زمانی (FDTD)، با محاسبه میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در قالب الگوریتم Yee، قادر به مدل‌کردن پدیده‌های الکترومغناطیسی می‌باشد. در این روش عددی، جهت مدل‌کردن 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. مدل‌سازی 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<sup>۱</sup>

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 به‌ازای پارامترهای  $\sigma_{max}$  (حداکثر رسانندگی) و  $k_{max}$  (حداکثر ضریب کشش) و  $m$  (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 الکترومغناطیسی 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 جاذب CPML، از ترکیب جاذب‌های Higdon در کنار جاذب‌های

به منظور مدل‌سازی دقیق پدیده‌های الکترومغناطیسی می‌توان از روش‌های مختلف عددی همچون  $FDTD^2$ ،  $FEM^3$ ،  $MoM^4$ ،  $GT^5$  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<sup>۶</sup> می‌باشد که یکی از بهترین روش‌ها به منظور این امر، استفاده از جاذب‌های CPML<sup>۷</sup> می‌باشد، اما یک مسئله مهم انعکاس هارمونیک‌های فرکانس پایین در برخورد با CPML در کاربردهای

\* رایانامه نویسنده مسئول: abrahamzadeh@gmail.com

<sup>2</sup> Finite Difference Time Domain<sup>3</sup> Finite Element Method<sup>4</sup> Method of Moment<sup>5</sup> Geometrical Theory of Diffraction<sup>6</sup> Un-Bounded<sup>7</sup> Convolutional Perfect Matched Layer

## ۲- الگوریتم زنبور عسل مصنوعی (ABC<sup>۸</sup>)

این الگوریتم، اولین بار توسط کارابوگا<sup>۹</sup> [۹] برای بهینه‌سازی پارامترهای حقیقی در مسائل بهینه‌سازی بدون قید مطرح شد [۱۰ و ۹]. این الگوریتم از زندگی اجتماعی زنبورهای عسل به هنگام جستجوی غذا الهام گرفته شده است. الگوریتم ABC معمولاً از اطلاعات گرادایانی 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<sup>۱۰</sup>، زنبورهای تماشاگر<sup>۱۱</sup> و زنبورهای پیشاهنگ<sup>۱۲</sup>. در ابتدا زنبورهای پیش‌آهنگ به صورت تصادفی از یک گلزار به گلزار دیگر می‌روند. گروهی از زنبورهای عسل که به گلزاری با کیفیت بهتر (از جهت فاصله، کیفیت شهد و...) دست یافتند؛ شروع به بهره‌برداری از گلزار کرده و در نتیجه تبدیل به زنبورهای به‌کار گرفته‌شده 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 اولیه الگوریتم،  $\vec{x}_m$  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  $\vec{x}_m$  یک بردار راه حل برای مساله بهینه‌سازی می‌باشد، هر بردار  $\vec{x}_m$  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

CPML استفاده شده و از الگوریتم<sup>۱</sup> PSO 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<sup>۲</sup> 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<sup>۳</sup> 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<sup>۴</sup> 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 TFSE<sup>۵</sup> در محیط FDTD به صورت موج مسطح<sup>۶</sup> 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<sup>۷</sup> 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.

<sup>1</sup> Particle Swarm Optimization

<sup>2</sup> Passive

<sup>3</sup> Conformal FDTD

<sup>4</sup> Impulse Through Wall Imaging

<sup>5</sup> Total Field Scattered Field

<sup>6</sup> Plane Wave

<sup>7</sup> Scattered Field

<sup>8</sup> Artificial Bee Colony

<sup>9</sup> Karaboga

<sup>10</sup> Scout Bees

<sup>11</sup> On-Looker Bees

<sup>12</sup> Employed Foragers

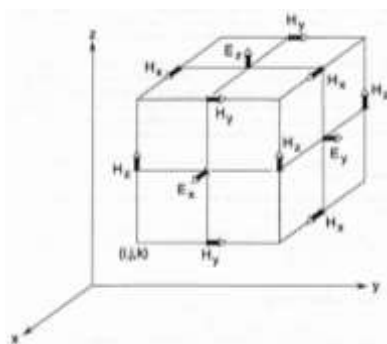
۵- به خاطر سپردن بهترین منبع غذایی پیدا شده تاکنون: بهترین منبع غذایی به عنوان بهترین پاسخ انتخاب می گردد.

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 اجراء 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 می باشد که بسیاری از مسائل الکترومغناطیس را می توان با آن حل نمود [۱۱ و ۱۲].

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



شکل ۱: محل میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در ساختار سلول Yee [۱۱]

بر طبق این ساختار مش بندی، روابط به روزرسانی میدان الکتریکی و مغناطیسی برای قطبش  $TM_z$  به صورت رابطه ۵ می باشد که ساختار مش بندی نیز در شکل ۲ نشان داده شده است [۱۱]:

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

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

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

پارامتر مربوط به آن مساله بهینه سازی است و rand عددی تصادفی با توزیع یکنواخت در فاصله (۰ و ۱) می باشد.

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 حافظه شان ( $\bar{x}_m$ ) دارند، همسایگی منبع  $\bar{x}_m$  را جستجو می کنند. آنها یک منبع غذای همسایه پیدا می کنند و سپس برآزش آن را محاسبه می کنند [۱۰]:

$$v_{mi} = x_{mi} + \phi_{mi}(x_{mi} - x_{ki}) \quad (۲)$$

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

$$k = \text{int}(\text{rand} \times SN) + 1 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (۳)$$

n تعداد بعدهای مسئله می باشد. بعد از ایجاد  $v_{mi}$ ، برآزش این راه حل جدید، محاسبه می شود و با راه حل  $x_{mi}$  مقایسه می شود و زنبور به کار گرفته شده، منبع بهتر را مورد بهره برداری قرار می دهد.

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 برآزش تامین شده توسط زنبور به کار گرفته شده، انتخاب می کند (انتخاب زنبور تماشاگر بر پایه یکی از روش‌های انتخاب مثل روش انتخاب چرخه رولت می تواند انجام بگیرد و منبع غذای جدیدی را در مکان منبع غذای انتخاب شده با استفاده از رابطه ۲ ایجاد کند) [۱۰].

$$\bar{P}_m = \frac{\text{fit}_m(\bar{x}_m)}{\sum_{m=1}^{SN} \text{fit}_m(\bar{x}_m)} \quad (۴)$$

برآزش راه حل جدید، محاسبه می شود و سپس مشابه فاز زنبورهای به کار گرفته شده، یک انتخاب رقابتی بین  $x_{mi}$  و  $v_{mi}$  صورت می گیرد. در این رابطه،  $\text{fit}_m(\bar{x}_m)$  اندازه برآزش تامین شده توسط زنبور به کار گرفته شده می باشد.

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

صورت رابطه ۷ می باشد:

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

$E_z$  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 متداول ترین روش ها در عمل جهت تولید سیگنال گوسی فوق پهن باند استفاده از دیود SRD [۱۳] می باشد.

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

$$\text{Front Face of Region 1} (j = j_0, i = i_0, \dots, i_1) \quad (\text{الف-۸})$$

$$E_z|_{i,j_0}^{n+1} = \{E_z|_{i,j_0}^{n+1}\}_{(\text{الف-۵})} + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i,j_0-1/2}^{n+1/2}$$

*assumed known correction term*

$$\text{Back Face of Region 1} (j = j_1, i = i_0, \dots, i_1) \quad (\text{ب-۸})$$

$$E_z|_{i,j_1}^{n+1} = \{E_z|_{i,j_1}^{n+1}\}_{(\text{الف-۵})} - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i,j_1+1/2}^{n+1/2}$$

*assumed known correction term*

$$\text{Left Face of Region 1} (i = i_0; j = j_0, \dots, j_1) \quad (\text{ج-۸})$$

$$E_z|_{i_0,j}^{n+1} = \{E_z|_{i_0,j}^{n+1}\}_{(\text{الف-۵})} - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i_0-1/2,j}^{n+1/2}$$

*assumed known correction term*

<sup>۱</sup> Consistency Condition

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

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

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

که در آن

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

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

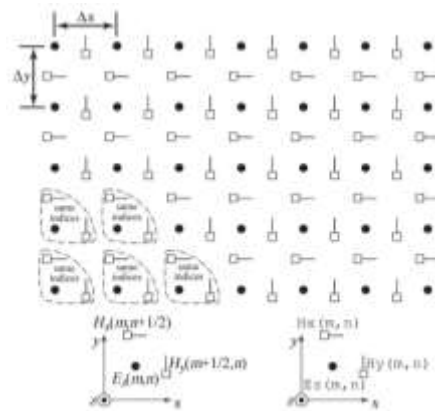
$$C_{b_2}|_{m,n} = \frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_{m,n} \Delta y}}{1 + \frac{\sigma_{m,n} \Delta t}{2\epsilon_{m,n}}} \quad (\text{ج-۶})$$

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

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

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

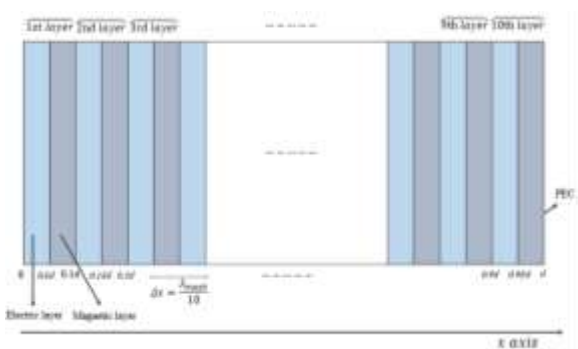
m محل مش m ام در راستای محور x و n محل مش n ام در راستای محور y،  $\sigma_{m,n}^*$  و  $\sigma_{m,n}$  به ترتیب رسانندگی الکتریکی و مغناطیسی هر مش،  $\epsilon_{m,n}$  و  $\mu_{m,n}$  به ترتیب ضریب گذردهی الکتریکی و مغناطیسی هر مش،  $\Delta t$ ،  $\Delta x$  و  $\Delta y$  به ترتیب اندازه گام های زمانی و گام های مکانی در راستای محور x و y می باشد.



شکل ۲: نمایش مکانی میدان های 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 می باشد، که معادله آن به

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<sup>۱</sup> قرار می‌گیرد.



شکل ۳. ساختار لایه‌های CPML

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

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

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

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

که در آن  $k_x(x)$  ضریب کشش و برابر یک ( $k_{x,max} = 1$ )، میزان شیفته هارمونیک‌های فرکانسی،  $\sigma_x(x)$  میزان رسانندگی،  $a_{max}$  و  $\sigma_{max}$  مقادیر مشخص،  $m$  و  $m_a$  مرتبه مقیاس<sup>۲</sup> و  $d$  ضخامت CPML می‌باشد. بنابراین چهار پارامتر برای طراحی CPML وجود دارد:  $\sigma_{max}$ ،  $a_{max}$ ،  $m$  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

$$\text{Right Face of Region 1} (i = i_1; j = j_0, \dots, j_1) \quad (8-ا)$$

$$E_z|_{i_1, j}^{n+1} = \{E_z|_{i_1, j}^{n+1}\}_{(الف-5)} - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{x,inc}|_{i_1-1/2, j}^{n+1/2}$$

*assumed known correction term*

$$\text{Outside Front Face of Region 1} (j = j_0 - \frac{1}{2}; i = i_0, \dots, i_1) \quad (8-ب)$$

$$H_x|_{i, j_0-1/2}^{n+1/2} = \{H_x|_{i, j_0-1/2}^{n+1/2}\}_{(ب-5)} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i, j_0}^n$$

*assumed known correction term*

$$\text{Outside Back Face of Region 1} (j = j_1 + \frac{1}{2}; i = i_0, \dots, i_1) \quad (8-ج)$$

$$H_x|_{i, j_1+1/2}^{n+1/2} = \{H_x|_{i, j_1+1/2}^{n+1/2}\}_{(ج-5)} - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i, j_1}^n$$

*assumed known correction term*

$$\text{Outside Left Face of Region 1} (i = i_0 - \frac{1}{2}; j = j_0, \dots, j_1) \quad (8-د)$$

$$H_y|_{i_0-1/2, j}^{n+1/2} = \{H_y|_{i_0-1/2, j}^{n+1/2}\}_{(د-5)} - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i_0, j}^n$$

*assumed known correction term*

$$\text{Outside Right Face of Region 1} (i = i_1 + \frac{1}{2}; j = j_0, \dots, j_1) \quad (8-ه)$$

$$H_y|_{i_1+1/2, j}^{n+1/2} = \{H_y|_{i_1+1/2, j}^{n+1/2}\}_{(ه-5)} - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z,inc}|_{i_1, j}^n$$

*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

<sup>1</sup> Perfect Electric Conductor

<sup>2</sup> Scaling Order

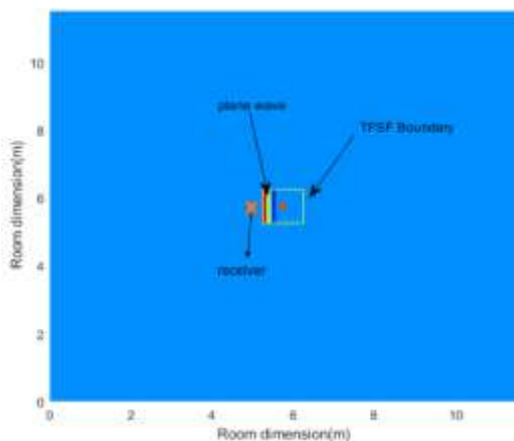
CPML حذف می‌شود. سیگنال خطای نسبی را به صورت زیر تعریف می‌شود:

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

$E|_{i,j}^n$  سیگنال دریافتی در نقطه (i,j) در شکل ۴ و  $E_{ref}|_{i,j}^n$  سیگنال دریافتی در نقطه (i,j) در شکل ۵ 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 ۵: 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. یک مقدار متداول برای پارامترهای CPML بر اساس مرجع [۱۱] ادر جدول ۱ ارائه شده است:

جدول ۱: مقادیر پارامترهای CPML متداول

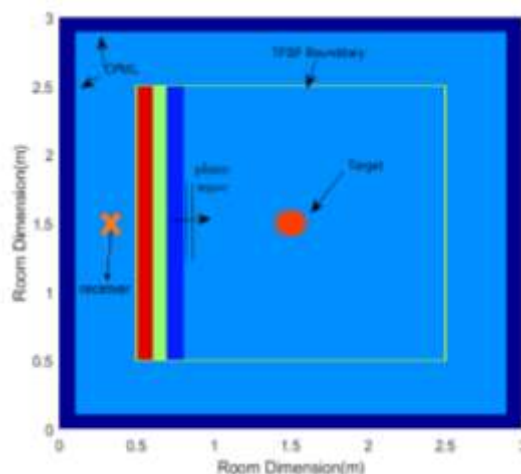
پارامترهای CPML متداول
$a_{max} = 0.2$
$\sigma_{max} = \sigma_{opt} = 0.85$
$m_a = 1$
$m = 3$

شکل ۶، سیگنال دریافتی و تأثیر انعکاس امواج از CPML به‌ازای مقادیر جدول ۱ را برای سه شکل گوسی، مشتق مرتبه اول گوسی و مشتق مرتبه چهارم گوسی موج نشان می‌دهد. کاملاً مشخص است که انعکاس CPML برای هر سه سیگنال قابل‌ملاحظه می‌باشد، اگرچه کاهش میزان این انعکاس، برای سیگنال مشتق چهارم گوسی بهتر از سیگنال گوسی و مشتق اول آن می‌باشد. البته برای کاربردهای بعدی با این سیگنال‌ها همچون تصویرسازی از پشت دیوار بهتر است با استفاده از تبدیل هیلبرت

است که برای مش‌بندی فضای FDTD مورداستفاده قرار می‌گیرد. در این پژوهش فرکانس مش‌بندی 3GHz بوده ابعاد هر مش  $\Delta x = \Delta y = \frac{\lambda_{mesh}}{10}$  یعنی طول موج مش‌بندی  $\frac{1}{10}$  برابر 1cm می‌باشد.

(ب) محیط مرجع: به‌منظور 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 به‌گونه‌ای 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 مناسب به‌منظور 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).



شکل ۴: 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 به‌اندازه ۵۰۰مش امتداد داده می‌شود) و جاذب‌های

پوش سیگنال مشتق گوسی و مشتق چهارم را به دست آورد (شکل ۷).

مشاهده می شود سیگنال های بازگشتی از لایه های CPML 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  $m$ ,  $a_{max}$  و  $\sigma_m$  باید این مشکل را حل نمود.

## ۲-۴- 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.

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

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

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

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:

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

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

در رابطه فوق چنانچه  $\omega \gg \frac{\alpha_x}{\epsilon_0}$  فرض شود عمل جذب و تضعیف موج انجام می شود. در صورتی که  $\omega \ll \frac{\alpha_x}{\epsilon_0}$  هیچ نوع تضعیفی از رسانندگی  $\sigma_x$  ایجاد نمی گردد بر این مبنا فرکانس قطع CPML

به صورت رابطه ۱۶ تعریف می شود:

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

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

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

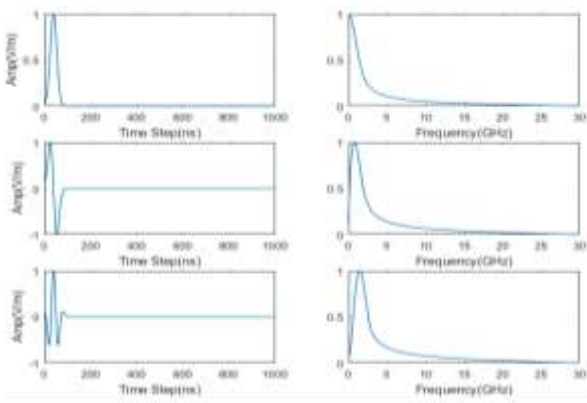
در نتیجه:

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

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

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

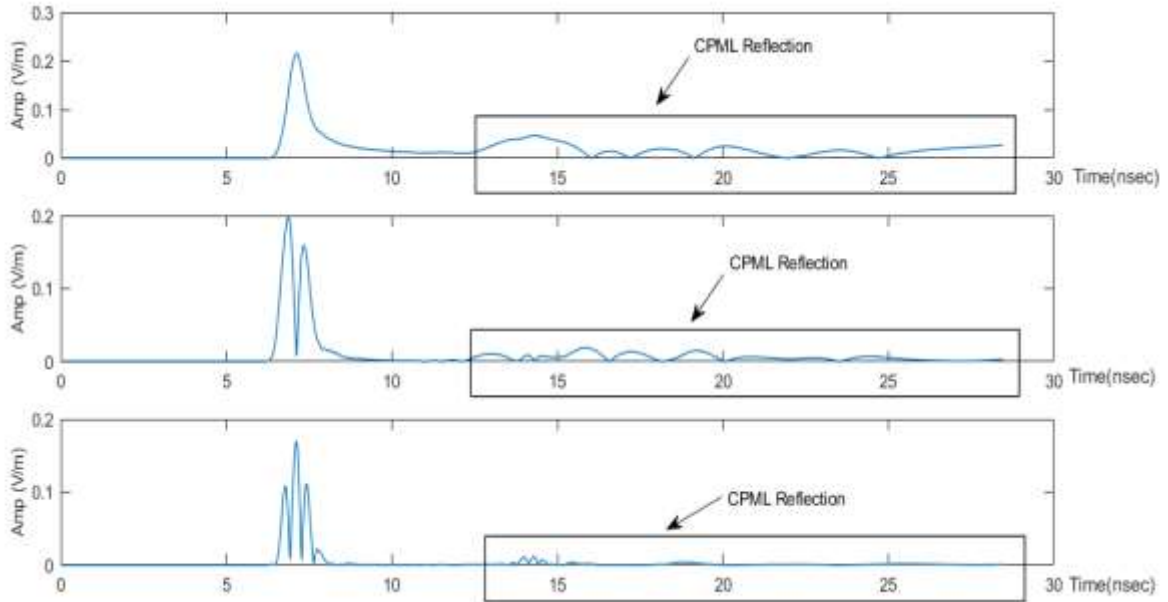
با توجه به تبدیل فوریه سیگنال ارسالی در فضا مقدار  $\omega_{min}$  به دست می آید. از این رو باید تبدیل فوریه سیگنال های گوسی فوق پهن باند، مشتق مرتبه اول و مشتق مرتبه چهارم مشاهده و کمترین هارمونیک موجود در طیف آنها به عنوان فرکانس قطع در نظر گرفته شود. مقدار  $f_{cut}$  یا  $f_{min}$  با توجه به شکل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



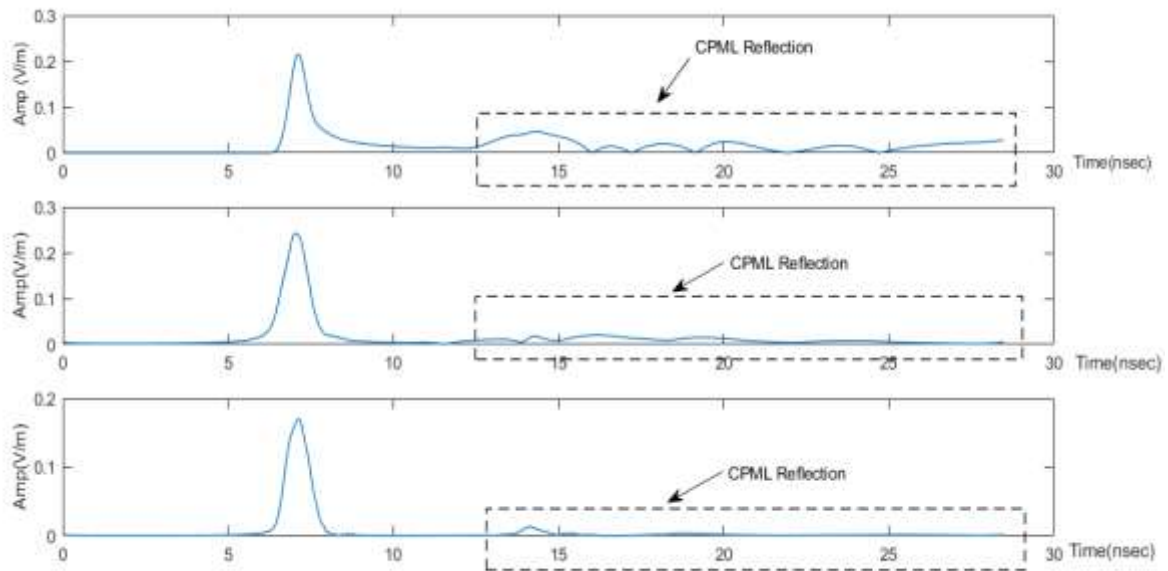
شکل ۷: سیگنال های مورد استفاده در شبیه سازی و تبدیل فوریه آنها. (ستون سمت چپ) نمایش سیگنال های گوسی فوق پهن باند، مشتق اول آن و مشتق چهارم آن در حوزه زمان (به ترتیب از بالا به پایین). (ستون سمت راست) نمایش تبدیل فوریه سیگنال های گوسی فوق پهن باند، مشتق اول آن و مشتق چهارم آن در حوزه فرکانس (به ترتیب از بالا به پایین).

جدول ۲: مقادیر فرکانس قطع برای سه نوع سیگنال مورد استفاده در شبیه سازی

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 ۷: 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 ۸: 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)



باید حداقل گردد:

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

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

مجدد به سراغ رابطه انتشار موج (رابطه ۱۴) باز می گردیم:

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

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

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

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

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

چنانچه ضریب تضعیف رابطه ۲۲ را ساده سازی کنیم:

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

حال برای مقادیر فرضی مثلاً به ازای  $d=0.1$ ,  $m=5$  و  $\sigma_{max} = 0.61$  مقدار رابطه ۲۲ را در هر  $x$  محاسبه می کنیم (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
۰	۰	$x = 0$	۱
-۰/۰۰۰۱	-۰/۰۰۰۱	$x = 0.1d$	۲
-۰/۰۰۷۶	-۰/۰۰۶۴	$x = 0.2d$	۳
-۰/۰۰۴۷	-۰/۰۰۲۷	$x = 0.3d$	۴
-۰/۰۶۹۶۵	-۰/۰۴۰۸۵	$x = 0.4d$	۵
-۳/۰۸۳۰	-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
-۲۳۷/۵۷۹۱	-۷۳/۳۱۳۸	$x = 0.95d$	۱۱

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

باتوجه به این توضیحات، تابع هزینه جهت طراحی CPML در کاربردهای پهن باند به صورت رابطه ۲۴ می باشد:

با گرفتن لگاریتم مبنای ۱۰ از طرفین رابطه ۱۸ مقدار  $m_a$  به دست می آید:

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

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

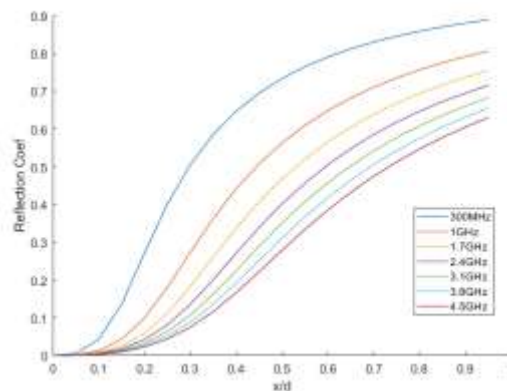
$$\leq \frac{\log_{10} \left( \frac{0.1 \times \omega_{min} \times \epsilon_0}{\max(a_{max})} \right)}{\log_{10} \left( \frac{d-x}{d} \right)}$$

تنها مجهول معادله فوق مقدار  $x$  می باشد برای تعیین این مقدار به سراغ رابطه ضریب انعکاس از لایه های CPML می رویم [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 لایه های CPML را برای چند فرکانس دلخواه رسم می کنیم (شکل ۹):

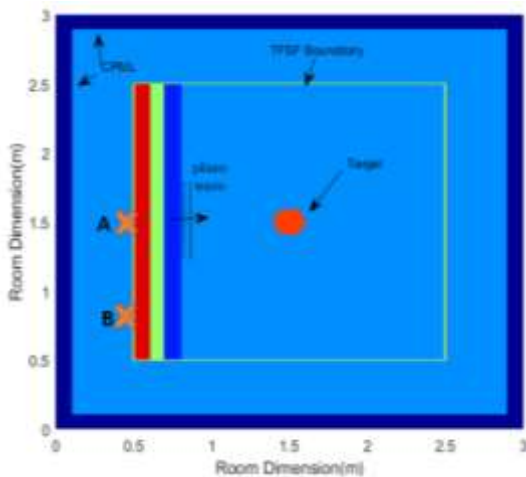


شکل ۹: ضریب انعکاس هر یک از لایه های CPML در چند فرکانس دلخواه

مشاهده می شود هر چقدر در عمق CPML پیش می رویم ضریب انعکاس هر لایه افزایش می یابد. عملاً می توان گفت برای فرکانس های زیر یک گیگاهرتز، تا قبل از  $x=0.05d$  ضریب انعکاس صفر است و برای فرکانس های بیش از یک گیگاهرتز عملاً تا  $x=0.1d$  مقدار ضریب انعکاس صفر است. از آنجایی که در سیگنال های ارسالی فرکانس های کمتر از ۱ گیگاهرتز نیز وجود دارد (شکل ۹) پس  $x=0.05d$  مقدار مناسبی برای تعیین فرکانس قطع می باشد؛ بنابراین تا این مرحله تابع هدف به صورت رابطه ۲۱

$\sigma_{max} = \sigma_{opt} = 0.85$	$\sigma_{max} = 0.96$
$m_a = 1$	$m_a = 64.23$
$m = 3$	$m = 11.23$

مقدار تابع هزینه بعد از ۲۰۰ تکرار  $1.6 \times 10^{-4}$  می‌گردد. همچنین جدول ۴ نشان می‌دهد برای سیگنال گوسی مقدار  $a_{max}$  و  $\sigma_{max}$  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 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 ۱۱: 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.

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

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

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

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

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

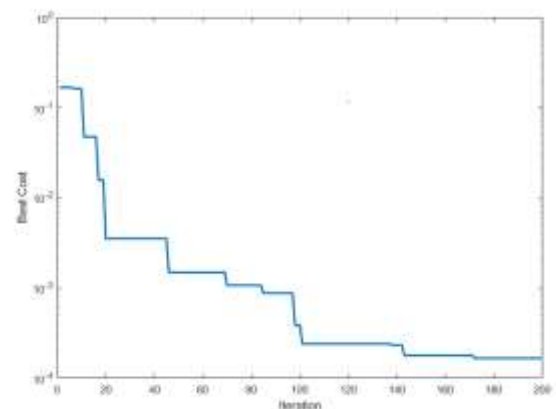
$$0.0001 \leq a_{max} \leq 0.3 \quad (ب-۲۵)$$

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

$$1 \leq m \leq 25 \quad (د-۲۵)$$

#### ۳-۴ طراحی CPML مناسب برای مشتق چهارم گوسی

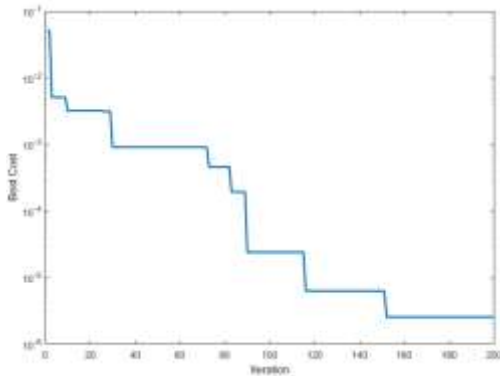
در آزمایش اول، پارامترهای CPML برای حالتی که از سیگنال مشتق چهارم گوسی استفاده می‌شود بهینه‌سازی می‌گردد. باتوجه به جدول ۲ مقدار فرکانس قطع  $f_{cut} = 200MHz$  می‌باشد. الگوریتم زنبورعسل بعد از ۲۰۰ تکرار نتایج جدول ۴ و شکل ۱۰ را ارائه می‌دهد:



شکل ۱۰: 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 متداول CPML	نتایج بهینه‌سازی
$a_{max} = 0.2$	$a_{max} = 0.3$



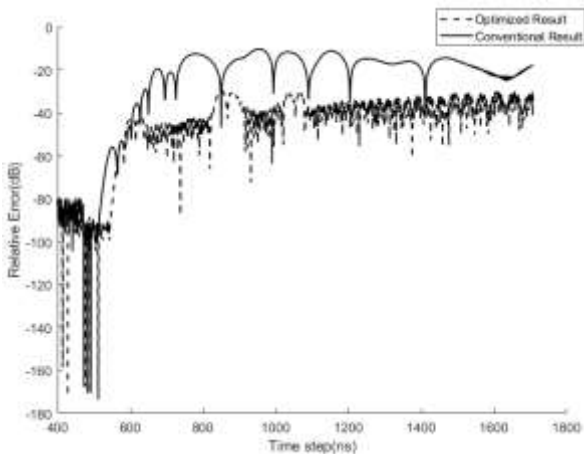
شکل ۱۴: نتیجه بهینه‌سازی تابع هدف برای سیگنال مشتق اول گوسی فوق پهن باند

جدول ۵: مقادیر پارامترهای بهینه و متداول برای سیگنال مشتق اول گوسی فوق پهن باند

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

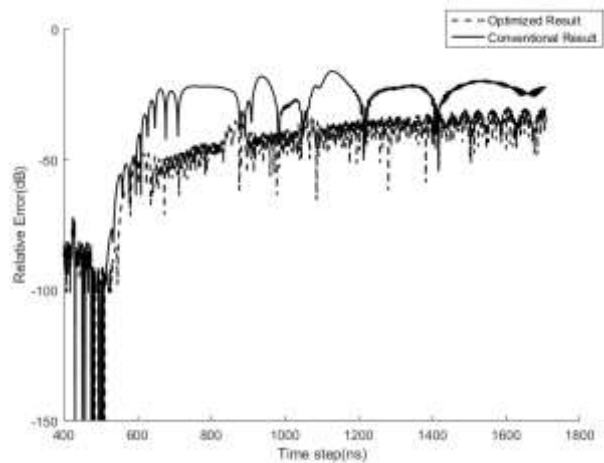
مقدار تابع هزینه بعد از ۲۰۰ تکرار  $2.56 \times 10^{-6}$  می‌گردد. همچنین جدول ۵ نشان می‌دهد برای سیگنال گوسی مشتق اول مقدار  $a_{max}$  و  $\sigma_{max}$  تمایل دارد تا به حداکثر مقدار تغییرات بازه مورد نظر خود برسد. حال این پارامترها، به عنوان ورودی برای CPML موجود در فضای FDTD تنظیم می‌گردد و نتایج 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 خطای 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.



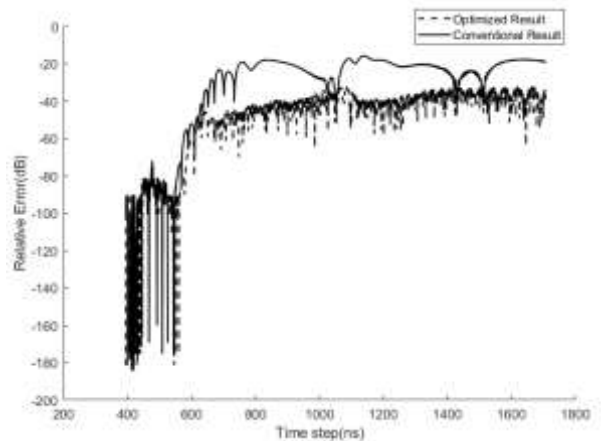
شکل ۱۵: مقایسه سیگنال خطا در نقطه A برای CPML متداول و CPML بهینه با

فرض ارسال سیگنال مشتق اول گوسی فوق پهن باند



شکل ۱۶: مقایسه سیگنال خطا در نقطه A برای CPML متداول و CPML بهینه با

فرض ارسال سیگنال مشتق چهارم گوسی فوق پهن باند



شکل ۱۷: 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 مناسب برای مشتق اول گوسی

##### فوق پهن باند

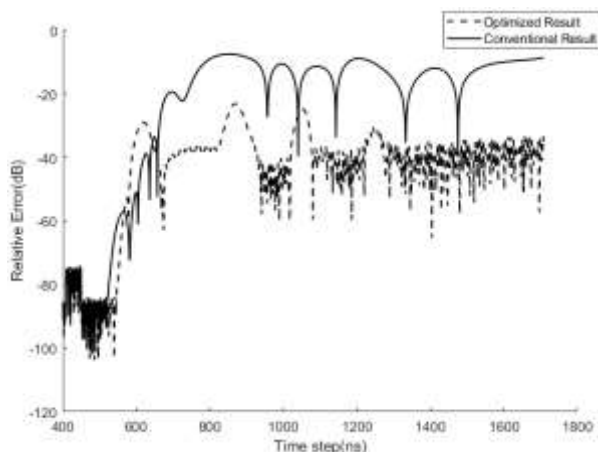
در آزمایش دوم، پارامترهای CPML برای حالتی که از سیگنال مشتق اول گوسی استفاده می‌شود بهینه‌سازی می‌گردد. باتوجه به جدول ۲ مقدار فرکانس قطع  $f_{cut} = 20MHz$  می‌باشد. الگوریتم زنبورعسل نتایج بهینه‌سازی را مطابق شکل ۱۴ و جدول ۵ ارائه می‌دهد:

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.

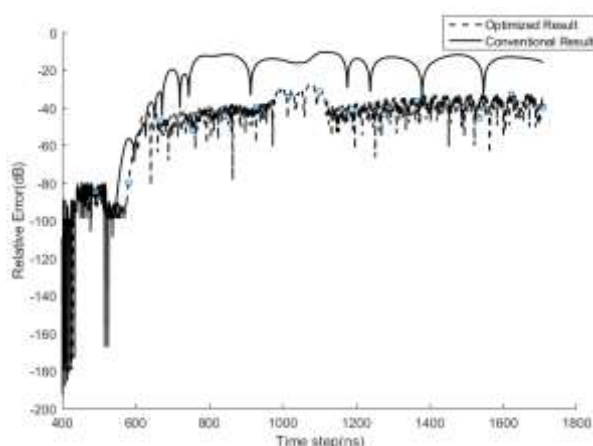
## ۵- نتیجه‌گیری

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.

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.



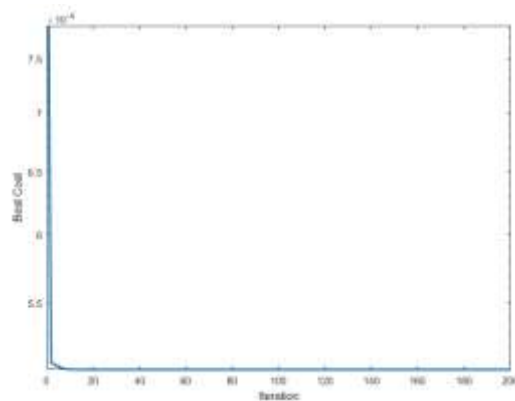
شکل ۱۸: مقایسه سیگنال خطا در نقطه A برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال گوسی فوق پهن باند



شکل ۱۶: 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 گوسی استفاده می‌شود بهینه‌سازی می‌گردد. با توجه به جدول ۲، مقدار فرکانس قطع  $f_{cut} = 0$  می‌باشد. الگوریتم زنبورعسل نتایج شکل ۱۷ و جدول ۶ را ارائه می‌دهد:



شکل ۱۷: 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
$a_{max} = 0.2$	$a_{max} = 0.0001$
$\sigma_{max} = \sigma_{opt}$	$\sigma_{max} = 0.96$
$m_a = 3$	$m_a = 160$
$m = 1$	$m = 10$

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  $\sigma_{max}$  و  $m_a$  به حداکثر مقدار بازه مورد نظر خود می‌رسند. مقدار تابع هزینه بعد از ۲۰۰ تکرار  $5 \times 10^{-4}$  می‌گردد با این تفاوت که این بار تابع سریع‌تر از دو حالت قبلی به نقطه همگرایی می‌رسد.

- [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 به صورت زیر می‌باشد [۱۱]

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

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

که در آن

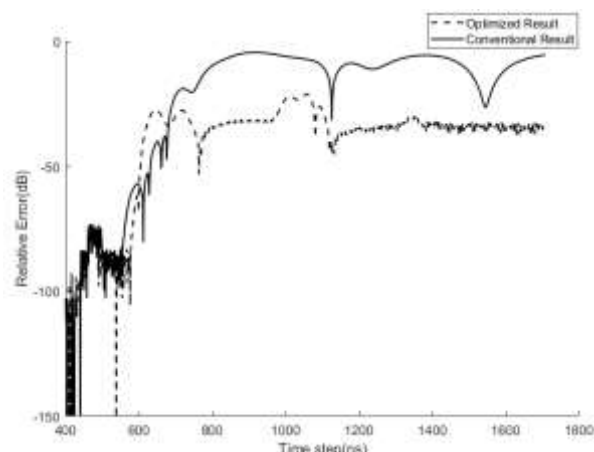
$$C_a|_{i+\frac{1}{2},j,k} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i+\frac{1}{2},j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i+\frac{1}{2},j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i+\frac{1}{2},j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i+\frac{1}{2},j,k}}} \quad (۲-پ)$$

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

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

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

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



شکل ۱۹: مقایسه سیگنال خطا در نقطه B برای CPML متداول و CPML بهینه با فرض ارسال سیگنال گوسی فوق پهن باند

## 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, 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.l.], 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, 1<sup>st</sup> Edition, 2015. (In Persian)
- [11] A. Taflove, S.C. Hagness, "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method", Artech House, 3rd Edition, May.2005

$$\begin{aligned}
& H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+1} & (7-پ) \\
& = D_a|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^n \\
& + D_b|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} \left( \frac{E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^{n+\frac{1}{2}} - E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{k_{z_{k+\frac{1}{2}}}\Delta z} \right. \\
& + \frac{E_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{k_{y_{j+\frac{1}{2}}}\Delta y} + \Psi_{H_{x,z}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \\
& \left. - \Psi_{H_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right)
\end{aligned}$$

که در آن:

$$D_a|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^* \Delta t}{2\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^* \Delta t}{2\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}}} \quad (8-پ)$$

$$D_b|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}} = \frac{\Delta t}{\frac{\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}}{\sigma_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^* \Delta t} + 2\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}} \quad (9-پ)$$

$$\Psi_{H_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = b_{y_{j+\frac{1}{2}}} \Psi_{H_{x,y}}|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} \quad (10-پ)$$

$$+ c_{y_{j+\frac{1}{2}}} \left( \frac{E_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - E_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right) \quad (11-پ)$$

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

ضرایب  $b_w$  و  $c_w$  به صورت زیر محاسبه می گردند:

$$b_w = e^{-\left(\frac{\sigma_w}{\varepsilon_0 k_w} + \frac{a_w}{\varepsilon_0}\right)\Delta t} \quad (12-پ)$$

$$c_w = \frac{\sigma_w}{\sigma_w k_w + k_w^2 a_w} (b_w - 1) \quad (13-پ)$$

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

## **WideBand CPML Optimization Using Artificial Bees Algorithm**

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

**Babol Noshirvani University of Technology**

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.**