

بهبود کارایی محاسباتی پسپردازش فرکانسی در مدل‌سازی انتشار فرآیندهای با استفاده از توابع درونیاب چندجمله‌ای

مهدي بوذرگی^۱، اميراحمد شيشه‌گر^{۲*}، وحيد محتممي^۳

۱- کارشناسی ارشد، ۲- استاد، دانشگاه صنعتی شریف-۳- استادیار، دانشگاه فردوسی مشهد

(دریافت: ۹۵/۱۲/۱۷، پذیرش: ۹۵/۱۲/۱۵)

چکیده: یکی از عمده‌ترین چالش‌های مدل‌سازی معین انتشار فرآیندهای باند در محیط داخل ساختمان، هزینه محاسباتی سنگین مسئله می‌باشد. در حقیقت پهنهای باند بزرگ در مسئله مدل‌سازی انتشار فرآیندهای باند باعث وابستگی فرکانسی قابل ملاحظه‌ای در سازوکارهای انتشاری و الگوی تابشی آتنن‌ها می‌شود که باید به صورت دقیقی در نظر گرفته شوند. در این پژوهش با هدف بالابردن کارایی محاسباتی مدل‌سازی انتشار فرآیندهای باند معین داخل ساختمان از توابع درونیاب چندجمله‌ای نیوتون در روش رهگیری پرتو استفاده خواهد شد. بنابراین می‌توان تعداد فرکانس‌هایی که باید محاسبات در آن‌ها انجام شود را تا حد قابل ملاحظه‌ای کاهش داد و با استفاده از توابع درونیاب مناسب حجم زیادی از محاسبات سنگین مرحله پسپردازش که باید انجام شود بدون کم شدن دقت نتایج کاهش می‌یابد. بنابراین همان‌طور که در قسمت نتایج عددی نشان داده شده است با استفاده از روش معروفی شده در این پژوهش کارایی محاسباتی نسبت به روش مرجع بهبود هفت برابر داشته است.

کلید واژه‌ها: انتشار فرآیندهای باند، رهگیری پرتو، درونیابی چندجمله‌ای، محیط داخل ساختمان.

روش‌های تجربی بر شمرد. در مدل‌سازی کانال‌های فرآیندهای باند با توجه به پهنهای باند وسیع کانال و لزوم تکرار اندازه‌گیری‌ها در نمونه‌های فرکانسی فراوان، مشکل وقت و هزینه زیاد اندازه‌گیری بیشتر نمایان می‌شود. روش دیگر مدل‌سازی انتشار امواج، روش‌های معین می‌باشند. متداول‌ترین روش در بین روش‌های مورد استفاده در مدل‌سازی معین، روش رهگیری پرتو می‌باشد. روش رهگیری پرتو مشکلات ذکر شده روش‌های تجربی را ندارد. از مزیت‌های بزرگ این روش، عدم وابستگی به محیط شبیه‌سازی یا به عبارتی عدم تغییر روش تحلیل مسئله در صورت تغییر ساختمان مورد بررسی می‌باشد. عدم نیاز به فرآیند وقت‌گیر و پرهزینه اندازه‌گیری و در نظر گرفتن وابستگی فرکانسی سازوکارهای انتشاری و الگوی تشعشعی آتنن‌ها به فرکانس به صورت تحلیلی از دیگر مزیت‌های این روش است. بنابراین، روش رهگیری پرتو گزینه مناسبی برای مدل‌سازی مسئله انتشار فرآیندهای باند می‌باشد. مدل‌سازی انتشار فرآیندهای باند با استفاده از روش رهگیری پرتو دو مرحله دارد. مرحله اول، به دست آوردن مسیرهای انتشار پرتوها در ساختمان مورد بررسی می‌باشد که رهگیری هندسی پرتوها نامیده می‌شود. این مرحله دارای ماهیت کاملاً هندسی می‌باشد و ارتباطی با فرآیندهای باند بودن کانال ندارد. در این پژوهش برای انجام

- مقدمه

یکی از راهکارهای مؤثر برای انتقال داده‌ها با سرعت بالا در مخابرات بی‌سیم داخل ساختمان، استفاده از کانال‌های فرآیندهای نظیر UWB (در محدوده فرکانسی $10/6\text{ GHz}$) و 60 GHz (در محدوده فرکانسی $57-66\text{ GHz}$) می‌باشد [۱-۲]. در طراحی کانال‌های فرآیندهای باند برخلاف کانال‌های باریک‌باند و پهن‌باند باید وابستگی سازوکارهای انتشار امواج الکترومغناطیسی و الگوی تشعشعی آتنن‌ها به فرکانس در نظر گرفته شود. به طور کلی، با توجه به پژوهش‌هایی که در سال‌های اخیر در مورد مسئله مدل‌سازی انتشار امواج داخل ساختمان انجام گرفته است، دو روش متفاوت برای مدل‌سازی انتشار کانال‌های فرآیندهای باند موجود است: روش‌های تجربی [۳-۴] و روش‌های معین [۵-۶]. پایه استفاده از روش‌های تجربی بر اندازه‌گیری‌های فراوان می‌باشد که منجر به ارائه مدلی برای کانال‌های مخابراتی بی‌سیم می‌گردد. اما این روش دارای مشکلات اساسی است. وابستگی مدل به ساختمان مورد بررسی و همچنین نیاز به صرف وقت و هزینه زیاد برای انجام اندازه‌گیری‌های میدانی را می‌توان به عنوان اصلی ترین مشکلات

تابع شبکه پرتوهای های رسیده به گیرنده معرفی می‌شود. هنگام استفاده از این روش درون‌یابی برای حل مسئله مدل‌سازی انتشار فراپهن‌باند همان‌طور که مشاهده خواهد شد، پدیده رانز^۲ رخ می‌دهد و باعث به وجود آمدن مقدار خطای زیادی در حل مسئله درون‌یابی می‌شود. با تعویض نقاط درون‌یابی در نیوتون و استفاده از ریشه‌های چندجمله‌ای‌های چبیشف^۳ به عنوان نقاط درون‌یابی می‌توان بر پدیده رانز غلبه کرد. بنابراین، در این پژوهش ابتدا از روش پرتاپ پرتوها برای تعیین مسیرهای هندسی انتشار پرتوها در محیط استفاده می‌شود. در مرحله بعد با محاسبه میدان‌های الکترومغناطیسی در نقاط گیرنده، پس‌پردازش انجام می‌شود. در پس‌پردازش برای یک نقطه گیرنده پاسخ فرکانسی هر پرتو که به گیرنده می‌رسد، در نمونه‌های فرکانسی کمی محاسبه می‌شود. سپس با استفاده از توابع درون‌یاب معرفی شده پاسخ فرکانسی پرتو در تمام پهنانی باند کanal بازسازی می‌شود. قابل ذکر است که شبیه‌سازی‌های عددی در این پژوهش در باند UWB انجام می‌شود.

ادامه مقاله به صورت زیر پیکربندی شده است. بخش ۲ به بررسی جزئیات پاسخ فرکانسی کanal فراپهن‌باند می‌پردازد. بخش ۳ روش درون‌یابی چندجمله‌ای نیوتون را با توزیع گره‌های مبتنی بر تابع چبیشف ارائه می‌کند که گرینه‌ای مناسب برای بازسازی پاسخ فرکانسی کanal فراپهن‌باند می‌باشد. بر این اساس در بخش ۴ روشی نظام‌مند برای بازسازی پاسخ فرکانسی کanal فراپهن‌باند ارائه خواهد شد. در این بخش هم‌چنین تعداد نمونه‌های فرکانسی مورد نیاز مشخص می‌شوند. بخش ۵ نتایج عددی را نشان می‌دهد که حاکی از بهبود قابل ملاحظه‌ای در روش درون‌یابی چندجمله‌ای نسبت به پاسخ مرجع و هم‌چنین نسبت به روش درون‌یابی cubic B-spline (که در پژوهش‌های پیشین استفاده شده است) می‌باشد. بخش ۶، این پژوهش را جمع‌بندی می‌کند.

۲- معرفی مسئله

از روی پاسخ فرکانسی کanal می‌توان تمام پارامترهای حائز اهمیت کanal را بدست آورد. بنابراین بخش پس‌پردازش بطور کلی در محاسبه پاسخ فرکانسی کanal خلاصه می‌گردد. پاسخ فرکانسی کanal در هر نقطه گیرنده، متناسب با ولتاژ القاء شده توسط پرتوهای رسیده به گیرنده در آن نقطه می‌باشد. بنابراین برای به دست آوردن پاسخ فرکانسی کanal باید ولتاژ القاء شده در گیرنده را محاسبه کرد. برآیند ولتاژ القاء شده ناشی از تمام پرتوهای رسیده به گیرنده در هر نقطه گیرنده، ولتاژ القاء شده در آن نقطه را به ما می‌دهد. اما ولتاژ القاء شده ناشی از پرتوی ۲ام

این مرحله از روش پرتاپ پرتوها استفاده می‌شود [۶]. در روش پرتاپ پرتوها، تعداد زیادی پرتو از آنتن فرستنده که به صورت یک منبع نقطه‌ای مدل می‌شود، در جهت‌های مختلف خارج می‌شوند. حال با توجه به الگوی تشعشعی و قطبش آنتن فرستنده، به هر یک از پرتوها یک میدان الکتریکی نسبت داده می‌شود و در واقع هریک از پرتوهای خروجی از فرستنده نماینده یک تیوب انژی^۱ و دارای جبهه‌های موج کروی می‌باشند. یک پرتو در حین انتشار می‌تواند چار پدیده‌های بازتاب و انتقال از دیوارها و تفرق از لبه‌ها شود. اگر یک پرتو محل گیرنده را روشین کند، میدان الکتریکی آن پرتو در کل میدان خروجی در گیرنده سهیم خواهد بود. مرحله دوم، به پردازش داده‌های حاصل از ره‌گیری پرداخته و میدان‌های الکترومغناطیسی را در تمام پهنانی باند کanal به دست می‌آورد که این مرحله پس‌پردازش نامیده می‌شود. در پژوهش‌های گذشته انجام محاسبات پس‌پردازش هم در حوزه فرکانس و هم در حوزه زمان انجام شده است [۷-۸]. مزیت بزرگ پس‌پردازش در حوزه فرکانس برخلاف پس‌پردازش در حوزه زمان سادگی فرمول‌بندی و وجود امکان استفاده از ثابت‌های عایق اندازه‌گیری شده فرم بسته می‌باشد [۹-۱۰]. بنابراین، پس‌پردازش در حوزه فرکانس انجام خواهد شد. تعداد فرکانس‌هایی که میدان‌ها باید در آن‌ها محاسبه شوند، باید به اندازه کافی زیاد باشد، تا اثر پرتوهای با توان بالا که با تأخیر زیاد به گیرنده می‌رسند، در نظر گرفته شوند. بار محاسباتی بخش پس‌پردازش فرکانسی با حاصل ضرب تعداد نقاط گیرنده در تعداد فرکانس‌ها متناسب است. بنابراین، دو راه کار اصلی برای کم کردن بار محاسباتی مرحله پس‌پردازش وجود دارد. راه کار نخست برمبنای کاهش تعداد نقاط گیرنده است که جزئیات آن در [۱۱-۱۲] آمده است. راه کار دیگر برای کم کردن بار محاسباتی پس‌پردازش، کم کردن تعداد فرکانس‌هایی است که باید محاسبات مربوط به مرحله پس‌پردازش در آن‌ها انجام شود. در [۱۳] نشان داده شده است که می‌توان این تعداد را تا حد قابل ملاحظه‌ای با استفاده از درون‌یابی با توابع cubic B-spline کاهش داد. با این کار حجم زیادی از محاسبات سنگین که باید انجام شود را کاهش می‌باید. در این پژوهش، هدف بهبود کارایی محاسبات مربوط به مرحله پس‌پردازش با استفاده از توابع درون‌یاب با کارایی محاسباتی بیشتر می‌باشد. با مطالعه روش‌های مختلف درون‌یابی، این نتیجه حاصل می‌شود که درون‌یابی چندجمله‌ای در بین روش‌های مختلف درون‌یابی از سرعت بالایی برخوردار است. بنابراین، در این پژوهش، تمرکز بر روی شکل‌های مختلف درون‌یابی چندجمله‌ای با هدف افزایش دقیقت درون‌یابی می‌باشد. بعد از بررسی روش‌های مختلف درون‌یابی چندجمله‌ای روش درون‌یابی نیوتون به عنوان گزینه اصلی برای حل مسئله درون‌یابی و بازسازی

معرفی شده است. اما هنگامی که توابع کسری با توابع چندجمله‌ای درون‌یابی می‌شوند، پدیده رانژ سبب واگرایی چندجمله‌ای درون‌یاب می‌شود [۱۴]. در این پدیده در نقاط نمونه‌برداری، تابع درون‌یاب و تابع اصلی باهم برابر هستند ولی در بازه‌های پیوسته‌ای واقع در دو انتهای دامنه تابع، تابع درون‌یاب به سمت تابع اصلی هم‌گرا نمی‌شود و مقدار تابع درون‌یاب بی‌کران می‌شود. در عبارت $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ ، چه در جمله دامنه و چه در جمله فاز، اثر ضرایب بازتاب و انتقال از تیغه عایقی وجود دارد که این ضرایب به شکل توابع کسری می‌باشند [۱۳] و بنابراین، احتمال رخداد پدیده رانژ در درون‌یابی جمله $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ بالا می‌باشد. البته پدیده رانژ زمانی رخ می‌دهد که نقاط نمونه‌برداری هم‌فاصله باشند [۱۴]. اما با توجه به این که انتخاب نقاط نمونه‌برداری دلخواه است، با استفاده از نقاط مبتنی بر صفرهای تابع چبیشف، چگالی نمونه‌ها در دو انتهای بازه افزایش می‌یابد و سبب حذف شدن پدیده رانژ در دو انتهای بازه می‌شود [۱۴].

۳- روش درونیابی چندجمله‌ای برای بازسازی سیگنال نمونه‌برداری شده

همان‌طور که بیان شد هدف اصلی استفاده از درون‌یابی در این پژوهش، کم‌کردن بار محاسباتی مرحله پسپرداز است و با توجه به این که درون‌یابی چندجمله‌ای، در بین روش‌های مختلف درون‌یابی از سرعت بالایی برخوردار است [۱۴]، تمرکز در این پژوهش بر روی شکل‌های مختلف درون‌یابی چندجمله‌ای با هدف افزایش دقت درون‌یابی می‌باشد.

با استفاده از درون‌یابی چندجمله‌ای می‌توان انتظار سرعت cubic B-spline بیشتری نسبت به بازسازی با روش کارا و دقیق cubic B-spline که در پژوهش‌های قبلی منتشر شده است را داشت. علت این نکته را می‌توان این‌گونه توضیح داد که هنگام بازسازی با استفاده از cubic B-spline همان‌طور که در [۱۴] بیان شده است به حل دستگاه معادلات نیاز است. در حالی که با استفاده از درون‌یابی چندجمله‌ای، نیازی به حل این دستگاه معادله نمی‌باشد و بنابراین می‌توان انتظار داشت سرعت درون‌یابی بالا رود. نتایج عددی در بخش‌های بعد، این موضوع را تأیید می‌کند. با توجه به نکات ذکر شده، درون‌یابی چندجمله‌ای گزینه مناسبی برای استفاده در این پژوهش می‌باشد. فرض کنید P فضای چندجمله‌ای‌های درجه n باشد. حال اگر مقادیر تابع (x) در یک شبکه متمایز شامل n نقطه به صورت $b = x_n < x_1 < x_2 < \dots$ موجود باشد، درون‌یابی چندجمله‌ای، چندجمله‌ای $p \in P_n$ را به طوری که $(x_i) = f$ (برای $i = 1:n$)، پیدا می‌کند. یک مجموعه از چندجمله‌ای‌های $\{p_1(x), \dots, p_n(x)\}$ ، به طوری که هر چندجمله‌ای

که به گیرنده می‌رسد از دو بخش تشکیل می‌شود. بخش اول ناشی از اثر بازتاب و انتقال آن پرتو از دیوارها و همچنین الگوی تشعشعی آنتن‌های فرستنده و گیرنده می‌باشد که این قسمت از ولتاژ القاء شده ناشی از پرتوی n ام را می‌توان به صورت $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ نشان داد [۱۳]. بخش دوم ولتاژ القاء شده ناشی از پرتو n ام رسیده به گیرنده از تأخیر انتشار پرتو در محیط ناشی می‌شود که به صورت $e^{-j2\pi f\tau_n}$ نمایش داده می‌شود که تأخیر انتشار این پرتو نسبت به اولین پرتو رسیده به گیرنده است. بنابراین ولتاژ القاء شده در گیرنده را می‌توان به شکل زیر نوشت [۱۳]:

$$V_{Induction}(f) = \sum_{n=1}^N (a_n(f)e^{j\phi_n(f)})e^{-j2\pi f\tau_n} \quad (1)$$

که در آن، N تعداد کل پرتوهای رسیده به گیرنده است. اما همان‌طور که در [۱۳] بیان شده است، تغییرات فرکانسی $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ از $e^{-j2\pi f\tau_n}$ تبدیل معکوس فوریه $V_{Induction}(f)$ یا پاسخ ضربه کانال حداقل $\max\{\tau_n\}_{n=1}^N$ دارای گسترش زمانی است. بنابراین با محاسبه $V_{Induction}(f)$ در نمونه‌های فرکانسی با گام فرکانسی کمتر از $1/\max\{\tau_n\}_{n=1}^N$ پاسخ ضربه کانال به طور دقیق بدست می‌آید. با انجام مرحله رهگیری هندسی، تأخیر انتشار همه پرتوها، $n = 1, 2, \dots, N$ ، مشخص می‌شود. بنابراین اگر جمله $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ در نمونه‌های فرکانسی با فاصله کمتر از $1/\max\{\tau_n\}_{n=1}^N$ محاسبه شود، پاسخ ضربه کانال به طور دقیق مشخص می‌شود. بنابراین بخش اصلی پسپرداز محاسبه $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ در نمونه‌های فرکانسی با گام کمتر از $1/\max\{\tau_n\}_{n=1}^N$ می‌باشد. اما همان‌طور که بیان شد تغییرات فرکانسی $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ نسبت به $e^{-j2\pi f\tau_n}$ بسیار آرام‌تر است و با توجه به این که هدف اصلی این پژوهش کم‌کردن بار محاسباتی مرحله پسپرداز است، این ایده مطرح می‌شود که جمله $a_n(f)e^{j\phi_n(f)}$ را در تعداد کمتری نمونه فرکانسی محاسبه و با استفاده از یک روش درون‌یابی مناسب این جمله را در نمونه‌های فرکانسی کافی با گام فرکانسی $1/\max\{\tau_n\}_{n=1}^N$ بازسازی کرد. بدین ترتیب حجم زیادی از محاسبات پسپرداز داده‌ها به شکل قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد و بهبود زمانی قابل ملاحظه‌ای رخ خواهد داد. ایده فوق، ایده اصلی در [۱۳] می‌باشد. در [۱۳] تابع چندجمله‌ای درجه سوم cubic B-spline به عنوان تابع درون‌یاب مناسب برای پیاده‌سازی ایده فوق به کار گرفته شده و بهبود قابل ملاحظه‌ای در زمان شبیه‌سازی حاصل شده است. ایده اصلی این پژوهش استفاده از توابع درون‌یاب با کارایی محاسباتی بالاتر برای به دست آوردن بهبود زمانی بیشتر می‌باشد. در قسمت بعد، درون‌یابی چندجمله‌ای با همین هدف

درون بازه‌ای است که درون‌یابی در آن انجام می‌شود. بنابراین، شکل منحنی خطاب به صورت $y = c \prod_{i=1}^n (x - x_i)$ می‌باشد [۱۴].

رابطه (۵) به طور کلی در مورد درون‌یابی چندجمله‌ای نیوتن صادق است و با توجه به وجود جمله $(x)^{\phi_n}$ در رابطه خطاب، مقدار خطاب به ترتیب قرارگیری نقاط وابسته است و بنابراین این سؤال مطرح می‌شود که محل قرارگیری نقاط چگونه باشد تا عبارت خطاب کمترین مقدار خود را بگیرد؟ قبل از جواب دادن به این سؤال یک مثال مطرح می‌شود. برای مثال گراف تابع

$$f = \frac{1}{1+25x^2} = \frac{j}{2} \left(\frac{1}{j+5x} + \frac{1}{j-5x} \right)$$

منحنی پیوسته نشان داده شده در شکل (۱) می‌باشد که در بازه $[1, -1]$ با دو روش درون‌یابی چندجمله‌ای نیوتن با درجه ۱۰ تقریب زده شده است. منحنی خط چین از درون‌یابی با نقاط با

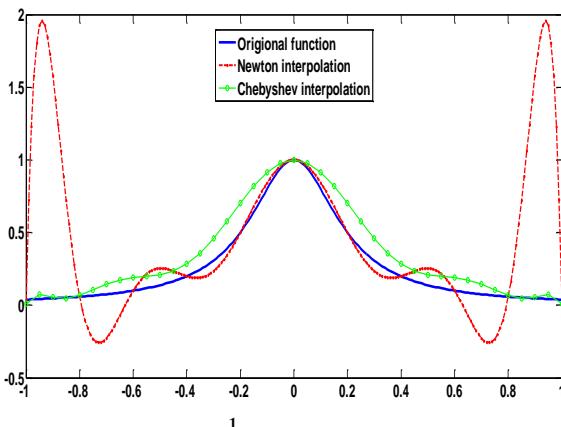
فاصله مساوی در ۱۱ نقطه به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$x_i = -1 + \frac{2i-1}{m-1} \quad i = 1 : m. \quad (6)$$

منحنی خط چین- نقطه از درون‌یابی در نقاط چبیشف در ۱۱ نقطه به صورت زیر به دست می‌آید:

$$x_i = \cos\left(\frac{2i-1}{m} \frac{\pi}{2}\right) \quad i = 1 : m. \quad (7)$$

همان‌طور که در نمودار زیر دیده می‌شود، هنگام استفاده از درون‌یابی نیوتن (درون‌یابی چندجمله‌ای با نقاط با فاصله مساوی) مشکل هم‌گرایی به خصوص در دو انتهای بازه پیش می‌آید و با افزایش تعداد نقاط درون‌یابی، مشکل عدم هم‌گرایی بیشتر هم می‌شود. این مشکل به عنوان پدیده رانگ شناخته می‌شود. در حقیقت پدیده رانگ ایجاد نوسان در لبه‌های یک بازه هنگام درون‌یابی یک تابع به کمک چندجمله‌ای مرتبه بالا با نقاط درون‌یابی با فاصله مساوی می‌باشد.



شکل (۱): درون‌یابی چندجمله‌ای $\frac{1}{1+25x^2}$ با دو روش: انتخاب نقاط با فاصله مساوی به عنوان نقاط درون‌یابی (منحنی خط چین) و انتخاب ریشه‌های چندجمله‌ای‌های چبیشف به عنوان نقاط درون‌یابی (منحنی خط چین- نقطه)

$P(x) \in P_n$ بتواند با یک ترکیب خطاب به صورت $P(x) = \sum_{j=1}^n c_j p_j(x)$ نمایش داده شود، یک پایه در P_n نامیده می‌شود. برای ساخت درون‌یابی چندجمله‌ای می‌توان از پایه‌های گوناگونی مانند پایه‌های توافقی یا پایه‌های نیوتن استفاده کرد [۱۴]. اما با استفاده از پایه نیوتن می‌توان انتظار رسیدن به بهترین روش درون‌یابی چندجمله‌ای از نظر انعطاف‌پذیری، پایداری عددی و به خصوص هزینه محاسباتی را داشت [۱۴]. روش درون‌یابی نیوتن یک روش درون‌یابی چندجمله‌ای های نیوتن استفاده می‌کند و بنابراین مناسب استفاده در این پژوهش می‌باشد. در درون‌یابی نیوتن از پایه‌های نیوتن که به شکل زیر می‌باشند، استفاده می‌شود:

$$p_0(x) = 1, \quad p_k(x) = p_{k-1}(x)(x - x_k), \quad k = 1, 2, \dots, n-1 \quad (2)$$

و فرمول درون‌یابی نیوتن به شکل زیر می‌باشد:

$$P(x) = \sum_{k=1}^n c_k p_{k-1}(x) \quad (3)$$

که $p_{k-1}, k = 1 : n$ در رابطه (۲) معرفی شده‌اند. در حقیقت $P(x) \in P_n$ چندجمله‌ای می‌باشد که $f(x)$ را در n نقطه مجزا حقیقی یا مختلط x_1, x_2, \dots, x_n به شکل یکتا درون‌یابی می‌کند. جزئیات محاسبه c_k ها که همان $(-1)^{k-1}$ امین تفاضل تقسیم‌شده f می‌باشند در [۱۴] آمده است. در حقیقت $c_k = [x_1, \dots, x_{k-1}, x_k] f$ می‌باشد و تفاضلات تقسیم‌شده برای $k > 1$ توسط بازگشت به صورت زیر به دست می‌آید [۱۴]:

$$[x_1, \dots, x_{k-1}, x_k] f = \frac{[x_1, \dots, x_{k-1}, x] f - [x_1, \dots, x_{k-1}, x_k] f}{x - x_k} \quad (4)$$

که در رابطه بالا $[x_1, x] f = \frac{f(x) - f(x_1)}{x - x_1}$ تعریف می‌شود.

همان‌طور که در [۱۴] بیان شده است، ضرایب در رابطه بالا یا به عبارتی تفاضلات تقسیم‌شده می‌توانند با استفاده از جدول تفاضلات تقسیم‌شده محاسبه گردند. حال طبق قضیه عبارت خطاب در درون‌یابی نیوتن که در [۱۴] بیان شده است، اگر f یک تابع حقیقی باشد و مشتق آن تا مرتبه n در بازه‌ای که درون‌یابی در آن انجام می‌شود موجود و پیوسته باشد و $P(x_i) = f(x_i)$ باشد به‌طوری که درون‌یاب نیوتن از درجه $n-1$ باشد (به ازای $i = 1 : n$ ، در این صورت مقدار خطای درون‌یابی چندجمله‌ای در نقاط با استفاده از عبارت خطای درون‌یابی محاسبه می‌شود که عبارت خطای درون‌یابی به صورت زیر خواهد بود [۱۴]:

$$f(x) - P(x) = [x_1, x_2, \dots, x_n, x] f \phi_n(x) = \frac{f^{(n)}(\zeta)}{n!} \phi_n(x) \quad (5)$$

که در رابطه فوق، $\phi_n(x) = \prod_{i=1}^n (x - x_i)$ می‌باشد و ζ نقطه‌ای

درون یابی چبیشف (درون یابی چندجمله‌ای نیوتون) با استفاده از ریشه‌های چندجمله‌ای چبیشف به عنوان نقاط درون یاب (ارائه خواهد شد. در ابتدا فرض کنید $(\theta_{ik}) \Delta f_{p_k}^{(k)}$, که θ_{ik} زاویه تابش و P_k بیانگر سازوکار انتشاری در برخورد k است (برای مثال اگر در برخورد k ام بازتاب اتفاق افتاده باشد، $P_k \equiv R$) و اگر انتقال اتفاق افتاده باشد، $P_k \equiv T$ خواهد بود)، فرکانس نمونه برداری مورد نیاز برای بازسازی سازوکار انتشاری در برخورد k ام باشد و فرکانس نمونه برداری از الگوی تابشی آنتن‌های فرستنده و گیرنده به ترتیب با $(\theta_{TX}, \phi_{TX}) \Delta f_{TX}$ و $(\theta_{RX}, \phi_{RX}) \Delta f_{RX}$ نمایش داده شوند (θ_{TX}, ϕ_{TX} زاویه خروج پرتو از آنتن فرستنده است و θ_{RX}, ϕ_{RX} زاویه ورود پرتو به آنتن گیرنده است). در این صورت با توجه به نتایج به دست آمده در [۱۳]، گام فرکانسی مورد نیاز برای بازسازی پاسخ فرکانسی کانال، $\Delta f^{(total)}$ ، از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\frac{1}{\Delta f^{(total)}} = \frac{1}{\Delta f_{TX}(\theta_{TX}, \phi_{TX})} + \sum_{k=1}^K \frac{1}{\Delta f_{p_k}^{(k)}(\theta_{ik})} + \frac{1}{\Delta f_{RX}(\theta_{RX}, \phi_{RX})} \quad (8)$$

هم‌چنین طبق رابطه (۵) خطای درون یابی چبیشف از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\frac{1}{n!} \prod_{i=1}^n (x - x_i)^{f^{(n)}(\zeta)} \quad (9)$$

البته با استفاده از رابطه (۸)، گام فرکانسی مورد نیاز برای بازسازی پاسخ فرکانسی کانال توسط روش درون یابی چندجمله‌ای نیوتون با استفاده از نقاط درون یابی با فاصله مساوی بدست می‌آید. حال با توجه به مشخص بودن پهنهای باند و گام فرکانسی نمونه برداری، تعداد نمونه‌های فرکانسی مورد نیاز، a_n برای بازسازی پاسخ فرکانسی با استفاده از درون یابی چندجمله‌ای نیوتون مشخص می‌شود. با توجه به مشخص بودن تعداد نقاط نمونه برداری، می‌توان درون یابی چندجمله‌ای نیوتون با استفاده از ریشه‌های چندجمله‌ای های چبیشف به عنوان نقاط درون یاب انجام داد. حال چون گام فرکانسی مورد نیاز درون یابی چندجمله‌ای نیوتون برای بازسازی هر سازوکار انتشاری از روی رابطه (۹) یا همان رابطه خطای درون یابی چندجمله‌ای نیوتون محاسبه می‌شود و هنگام تغییر نقاط درون یابی به ریشه‌های چندجمله‌ای های چبیشف، با توجه به نکات ذکر شده در بخش ۳، مقدار خطای درون یابی کاهش می‌یابد، مانع برای تغییر نقاط درون یابی با توجه به ملاحظات ذکر شده وجود ندارد.

هم‌چنین هدف در این بخش به دست آوردن دوره تناوب نمونه برداری مناسب برای بازسازی $a_n(f) e^{j\phi_n(f)}$ با استفاده از درون یابی چبیشف در کل پهنهای باند با دقت مناسب می‌باشد. باید توجه داشت که $a_n(f) e^{j\phi_n(f)}$ تأثیر بازتابها و انتقال‌های

این پدیده به پدیده گیبس در نمایش سری فوریه یک تابع شباهت دارد. همان‌طور که در شکل (۱) نمایان است با انتخاب ریشه‌های چندجمله‌ای های چبیشف به عنوان نقاط درون یابی می‌توان بر پدیده رانگ غلبه کرد و مقدار خطای را به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش داد. اما این نکته در حالت کلی نیز برقرار است به این معنی که هنگام استفاده از درون یابی چندجمله‌ای اگر نقاط درون یابی ریشه‌های چندجمله‌ای های چبیشف انتخاب شوند بر پدیده رانگ غلبه می‌شود و کمترین میزان خطای درون یابی نیز به دست می‌آید [۱۴]. این موضوع از قضیه خاصیت کمینه بیشینه ناشی می‌شود که بیان می‌کند چندجمله‌ای های چبیشف دارای خاصیت کمینه بیشینه می‌باشند یعنی در بین همه چندجمله‌ای ها که ضریب بزرگترین درجه آن‌ها یک می‌باشد، چندجمله‌ای $(x) T_n^{2^{-n}}$ ، کوچک‌ترین مقدار بیشینه 2^{-n} را در بازه $[1, -1]$ دارا می‌باشد (منظور از $T_n(x)$ چندجمله‌ای چبیشف مرتبه n است) [۱۴].

بنابراین با توجه به قضیه فوق، برای رسیدن به کمترین مقدار برای بیشینه مقدار خطای درون یابی چندجمله‌ای نیوتون، صفرهای $T_n(x)$ به عنوان نقاط درون یابی انتخاب می‌شوند (در حالتی که بازه درون یابی $[a, b]$ باشد برای به دست آوردن نقاط درون یابی از جای‌گذاری خطی $x = \frac{1}{2}(a+b) + \frac{1}{2}(a-b)t$ استفاده می‌شود که صفرهای چندجمله‌ای های چبیشف در بازه $[-1, 1]$ می‌باشند).

از طرفی همان‌طور که در بخش ۲ بیان شد، هنگام درون یابی عبارت $a_n(f) e^{j\phi_n(f)}$ با استفاده از درون یابی چندجمله‌ای پدیده رانژ رخ می‌دهد. با توجه به توضیحات مذکور در این بخش و با هدف غلبه بر پدیده رانژ و کم کردن مقدار خطای به کمترین مقدار خود، ریشه‌های چندجمله‌ای های چبیشف به عنوان نقاط درون یابی انتخاب می‌شود. بنابراین، درون یابی چندجمله‌ای نیوتون با استفاده از ریشه‌های چندجمله‌ای چبیشف به عنوان نقاط درون یاب، گزینه اصلی برای درون یابی فاکتور انتشار $a_n(f) e^{j\phi_n(f)}$ در این پژوهش می‌باشد.

۴- بازسازی پاسخ فرکانسی کانال فراپهنه باند

در [۱۳] روشی نظاممند برای محاسبه تعداد نمونه‌های فرکانسی کافی (که محاسبات میدان‌های الکترومغناطیسی باید در آن‌ها انجام شود) برای انجام بازسازی دقیق پاسخ فرکانسی کانال در cubic B-spline تمام پهنهای باند هنگام به کار بردن درون یابی معرفی شده است. حال در این قسمت روشی سیستماتیک برای محاسبه تعداد نمونه‌های فرکانسی کافی برای انجام بازسازی دقیق پاسخ فرکانسی کانال در تمام پهنهای باند هنگام به کار بردن

۲-۴- ضرایب انتقال

برخورد یک پرتو به یک تیغه عایقی طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود [۱۵]:

$$\tau(f) = \frac{(1-R^2)e^{-\gamma}}{1-R^2e^{-2\gamma}} \quad (11)$$

اما همان‌طور که در بخش قبل نشان داده شد، مقدار ماکزیمم $\frac{1}{n!} \prod_{i=1}^n (x - x_i)$ برای n های مختلف موجود است و می‌توان از رابطه (۱۱) برای دفعات پیاپی مشتق گرفت و $(f)^{\tau}$ را حساب کرد. سپس مقدار ماکزیمم عبارت خطا طبق راه‌کار ذکر شده در بخش قبل برای بازسازی ضریب انتقال به دست می‌آید. بنابراین، فرکانس نمونه‌برداری برای بازسازی ضریب انتقال برای هر پرتو که با زاویه θ_i به آن دیوار برخورد می‌کند، به دست می‌آید و به صورت $\Delta f_T(\theta_i)$ در نظر گرفته می‌شود.

۳- الگوی تابشی آنتن‌ها

برای بازسازی الگوی تابشی آنتن‌های فرستنده و گیرنده در کل باند با استفاده از توابع درون‌یاب چبیشف، باید مشتق‌های پیاپی الگوی تشعشعی را تا مرتبه n ام حساب کرد. بنابراین $n_{max}(\theta, \phi)$ یا به عبارتی حداقل تعداد نمونه فرکانسی مورد نیاز برای بازسازی الگوی تشعشعی در زاویه (θ, ϕ) ، برای کمترین دهنده خطا بازسازی از سطح آستانه موردنظر را به دست آورد. بنابراین فرکانس نمونه‌برداری از الگوی تشعشعی آنتن‌های فرستنده و گیرنده در هر زاویه به دست می‌آید و بصورت $\Delta f(\theta, \phi)$ در نظر گرفته می‌شود.

۴- نمونه‌برداری فرکانسی و پس‌پردازش

قبل از انجام مرحله پس‌پردازش، دوره تناوب نمونه‌برداری از الگوهای تابشی آنتن‌های فرستنده و گیرنده که به ترتیب با $\Delta f_{RX}(\theta_{RX}, \phi_{RX})$ و $\Delta f_{TX}(\theta_{TX}, \phi_{TX})$ نمایش داده می‌شوند و $\Delta f_R(\theta_i)$ و $\Delta f_T(\theta_i)$ برای هر دیوار، محاسبه می‌شود () زاویه خروج پرتو از آنتن فرستنده است و $\Delta f_{RX}, \phi_{RX}$ زاویه ورود پرتو به آنتن گیرنده است. جمله $a_n(f) e^{j\phi_n(f)}$ که در پاسخ فرکانسی پرتو n ام رسیده به گیرنده موجود است، از حاصل ضرب ضرایب بازتاب و انتقال و هم‌چنین الگوهای تابشی آنتن‌های فرستنده و گیرنده حاصل شده است. بنابراین، با توجه به نتایج بیان شده در بخش ۱-۴ برای بازسازی $a_n(f) e^{j\phi_n(f)}$ با استفاده از تابع درون‌یاب چبیشف از رابطه زیر محاسبه می‌شود [۱۳]:

$$\frac{1}{\Delta f^{(total)}} = \frac{1}{\Delta f_{TX}(\theta_{TX}, \phi_{TX})} + \sum_{k=1}^K \frac{1}{\Delta f_{P_k}^{(k)}(\theta_{ik})} + \frac{1}{\Delta f_{RX}(\theta_{RX}, \phi_{RX})} \quad (12)$$

بنابراین برای هر پرتو که به گیرنده می‌رسد، محاسبات مربوط به

متوالی و الگوی تابشی آنتن‌های فرستنده و گیرنده را در خود دارد. بنابراین، به تفکیک در مورد بازسازی ضرایب بازتاب و انتقال و الگوی تابشی آنتن‌ها با جزئیات بیشتری صحبت خواهد شد.

۴-۱- ضرایب بازتاب

حال فرض کنید هدف به دست آوردن دوره تناوب نمونه‌برداری مورد نیاز برای بازسازی $(f)^{\Gamma}$ با روش درون‌یابی چبیشف باشد. رابطه (۹) که خطای درون‌یابی چبیشف را نشان می‌دهد از دو بخش تشکیل شده است، یکی $(\zeta)^f$ و بخش دیگر $\frac{1}{n!} \prod_{i=1}^n (x - x_i)$ می‌باشد. در $(x_i = \cos\left(\frac{2i-1}{m}\pi\right))$ و n تعداد نقاط درون‌یابی می‌باشد. بنابراین، بیشترین مقدار این بخش خطا به راحتی قابل محاسبه می‌باشد. مثلاً به ازای $n=10$ ، حداقل مقدار این جمله $2/22 \times 10^{-4}$ می‌باشد. اما برای محاسبه $(\zeta)^f$ در عبارت خطا می‌باشد و هم‌چنین به ازای $n=15$ حداقل مقدار این جمله $7/61 \times 10^{-8}$ می‌باشد. اما برای محاسبه $(\zeta)^f$ در این صورت، ضریب بازتاب Γ از رابطه زیر محاسبه می‌شود [۱۵]:

$$\Gamma(f) = \frac{R(1-e^{-2\gamma})}{1-R^2e^{-2\gamma}} \quad (10)$$

که

$$\gamma = jk_0 d (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' - \sin^2 \theta_i)^{1/2} = f (j2\pi d (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' - \sin^2 \theta_i)^{1/2})$$

می‌باشد، k_0 ثابت انتشار فضای آزاد است و R نیز ضریب بازتاب فرنل^۱ برای تیغه عایقی مربوطه می‌باشد، با فرض کم‌اختلاف بودن دیوارهای محیط داخل ساختمان (که معمولاً فرض درستی است)، می‌توان ضرایب بازتاب فرنل را از فرکانس مستقل در نظر گرفت. بنابراین می‌توان از $(f)^{\Gamma}$ به راحتی و برای دفعات پیاپی مشتق گرفت و $(f)^{\Gamma}$ را حساب کرد و ماکزیمم مقدار آن را به دست آورد، سپس با ضرب در ماکزیمم مقدار به دست آمده از عبارت $(\zeta)^f$ می‌توان ماکزیمم مقدار خطا را به دست آورد. اما همان‌طور که رابطه (۱۰) نشان می‌دهد مقدار خطا به γ وابسته است و γ هم به θ_i وابسته می‌باشد و بنابراین مقدار خطا به θ_i وابسته می‌باشد. بنابراین، با توجه به این که عبارت خطا بر حسب n کمیتی نزولی است، به ازای هر θ_i می‌توان $0 < n < n_{max}$ را به نحوی یافت که $\bar{e}(\theta_i, n+1) \geq \bar{e}(\theta_i, n)$ باشد () آستانه درنظر گرفته شده برای خطا می‌باشد که کمیتی ε_{th} اختیاری و مثبت و نزدیک به صفر می‌باشد.

جدول (۱): ضخامت دیوارهای مورد شبیه‌سازی [۱۳]

ضخامت (cm)	جنس دیوار	نوع دیوار
۲۵	بتن	سقف و کف
۲۰	آجر	دیوارها
۴/۵	چوب	درها
۲	چوب	اتاکها
۰/۴	شیشه	پنجره‌ها

در شبیه‌سازی دوم، ابتدا $\Delta f^{(total)}$ محاسبه می‌شود و با توجه به پهنهای باند کانال، تعداد نمونه‌های فرکانسی به دست می‌آید و سپس این تعداد نمونه براساس صفحه‌های تابع چبیشف در پهنهای باند $3/1 - 10/6 \text{ GHz}$ توزیع می‌شود و محاسبات میدان‌های پرتوها در این نمونه‌های فرکانسی انجام و سپس از درون‌یابی چندجمله‌ای براساس پایه نیوتون استفاده می‌شود. به عبارتی برای هر پرتو که به گیرنده می‌رسد، جمله $e^{j\phi_n(f)} a_n$ در صفحه‌ای تابع چبیشف براساسی که بیان شد محاسبه و با گام فرکانسی $\Delta f = 5 \text{ MHz}$ بازسازی می‌شود. مقدار $\Delta f^{(total)}$ با توجه به دیوارهای مورد اصابت، مقادیر $\Delta f_R(\theta_i)$ ، $\Delta f_T(\theta_i)$ ، Δf_{RX} و Δf_{TX} و استفاده از رابطه (۱۲) به دست می‌آید و در حدود 700 MHz می‌باشد. در هر دو شبیه‌سازی، بهره مسیر و جذر میانگین مربعات گسترش تأخیر ملاک مقایسه دقت نتایج می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی‌های مذکور در شکل‌های (۳-۴) آمده است. نتایج مربوط به شبیه‌سازی بهره مسیر و جذر میانگین cubic B-spline در [۱۳] آمده است. زمان شبیه‌سازی‌ها در جدول (۲) آورده شده است. با دقت در همین جدول مشاهده می‌شود که بهره پس‌پردازش در روش چبیشف نسبت به روش مرتع حداقل هفت برابر شده است و نسبت به روش cubic B-spline حدود 200% بهمود داشته است. منظور از بهره پس‌پردازش میزان بهمود زمان پس‌پردازش در ازای استفاده از روش درون‌یابی نسبت به زمان پس‌پردازش هنگام استفاده از روش مرتع می‌باشد و طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود:

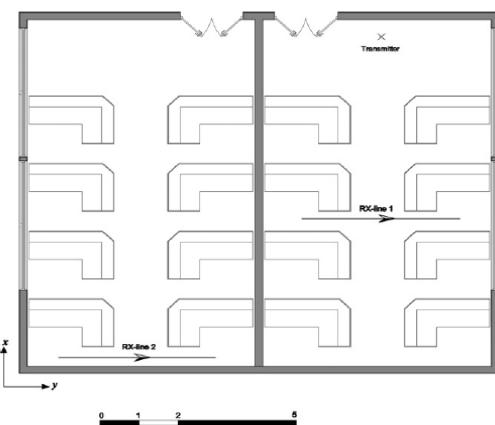
$$\frac{t^{(int)} - t^{(ref)}}{t^{(ref)}} \quad (13)$$

که در آن، $t^{(ref)}$ زمان شبیه‌سازی در روش مرتع می‌باشد و $t^{(int)}$ زمان شبیه‌سازی در روش درون‌یابی مورد نظر است. البته منظور از بهمود 200% بهره پس‌پردازش در روش درون‌یابی چندجمله‌ای نیوتون نسبت به روش درون‌یابی cubic B-spline، بهمود دوبرابری در زمان شبیه‌سازی نیست و فقط نشان‌دهنده این است که پارامتر تعریف شده بهره پس‌پردازش در روش درون‌یابی

آن با گام فرکانسی $\Delta f^{(total)}$ انجام شده است و با توجه به ملاحظاتی که ذکر شد، می‌توان آن‌ها را با استفاده از توابع درون‌یاب مناسب در کل باند فرکانسی (با گام $\Delta f = 1/\max\{\tau_n\}_{n=1}^N$) بازسازی کرد. در قسمت نتایج عددی، نشان داده شده است که باز محاسباتی پس‌پردازش با استفاده از درون‌یابی چبیشف، کاهش قابل ملاحظه‌ای خواهد داشت.

۵-نتایج عددی

یک محیط اداری نمونه با دو اتاق مطابق شکل (۲) برای شبیه‌سازی درنظر گرفته می‌شود. کف و سقف این محیط بتنی و دیوارهای محیط نیز آجری می‌باشند. جنس درها و اتاق‌ها از چوب و پنجره‌ها از جنس شیشه می‌باشند. ارتفاع سقف از کف ۳ m و اتاق‌ها دارای ارتفاع $1/6 \text{ m}$ از کف می‌باشند. باند 5 MHz و اتاق‌ها می‌باشد. ثابت عایقی اجزاء ساختمان در این باند براساس اطلاعات و اندازه‌گیری‌های انجام شده در [۱۶] انتخاب شده است. اجزاء ساختمان تیغه‌های عایقی می‌باشند و ضخامت آن‌ها مطابق جدول (۱) می‌باشد. آتنن‌های فرستنده و گیرنده از نوع آتنن‌های دیسک و مخروط^۴ می‌باشند و الگوی تابشی آن‌ها طبق فرمول‌بندی موجود در [۱۱] لحاظ شده است. تعداد ۱۰۰ نقطه گیرنده در امتداد هر یک از دو خط Rx-line1 (دید مستقیم) و Rx-line2 (دید غیرمستقیم) به عنوان گیرنده درنظر گرفته می‌شوند. ارتفاع آتنن‌های فرستنده و گیرنده از کف به ترتیب $2/5 \text{ m}$ و $1/2 \text{ m}$ است. رهگیری پرتوها تا 6 m برخورد انجام می‌شود. در شبیه‌سازی نخست (پاسخ مرتع)، پس‌پردازش داده‌ها با گام $\Delta f = 5 \text{ MHz}$ انجام می‌شود. دلیل این انتخاب این است که با توجه به مرحله رهگیری هندسی پرتوها، می‌دانیم همه پرتوهای پرتوان دارای تأخیر ورود کمتر از 200 ns نسبت به اولین پرتوی رسیده به گیرنده می‌باشند. پس $\Delta f = 5 \text{ MHz}$ انتخاب می‌شود.



شکل (۲): نقشه ساختمان مورد شبیه‌سازی [۱۳]

همان طور که در جدول (۲) دیده می‌شود مقدار خطای نسبی متوسط در این روش‌های درون‌یابی کمتر از ۱٪ می‌باشد که در کاربردهای مهندسی این مقدار خطای قابل قبول می‌باشد.

جدول (۲): نتایج شبیه‌سازی‌ها

خط دید غیر مستقیم	خط دید مستقیم	مسیر گیرنده
۱۰۰	۱۰۰	تعداد نقاط گیرنده
۳۳۷ ثانیه	۱۰۲۶ ثانیه	زمان پس‌پردازش پاسخ مرجع
۶۰ ثانیه	۱۹۸ ثانیه	زمان پس‌پردازش (cubic B-spline)
۴۴ ثانیه	۱۳۹ ثانیه	زمان پس‌پردازش در درون‌یابی چبیشف
۱۰۰	۱۰۰	تعداد نقاط گیرنده
۰.۸۱٪	۰.۷۲٪	خطای نسبی متوسط در بهره مسیر در روش cubic B-spline
٪۰/۴۹	٪۰/۹۱	خطای نسبی متوسط در جذر میانگین مربعات گسترش تأخیر در روش cubic B-spline
٪۰/۳۹	٪۰/۳۷	خطای نسبی متوسط در بهره مسیر در روش چبیشف
٪۰/۱۸	٪۰/۶۲	خطای نسبی متوسط در جذر میانگین مربعات گسترش تأخیر در روش چبیشف
٪۵۶۱	٪۵۱۸	بهره پس‌پردازش با استفاده از درون‌یابی cubic B-spline
٪۷۶۶	٪۷۳۸	بهره پس‌پردازش با استفاده از درون‌یابی چبیشف

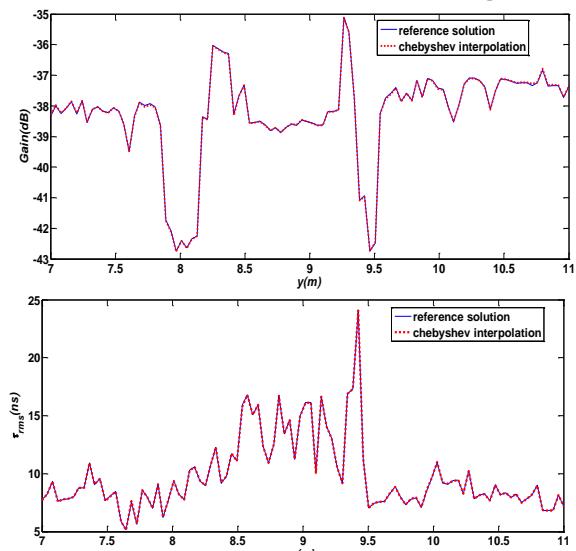
۶- نتیجه‌گیری

درون‌یابی چندجمله‌ای در بین روش‌های مختلف درون‌یابی به عنوان مناسب‌ترین گزینه برای کم کردن بار محاسباتی پس‌پردازش فرکانسی در مدل سازی انتشار فرآیند باند امواج الکترومغناطیسی انتخاب شد. در ادامه درون‌یابی نیوتون به عنوان گزینه اصلی در بین روش‌های درون‌یابی چندجمله‌ای برگزیده شد. اما همان‌طور

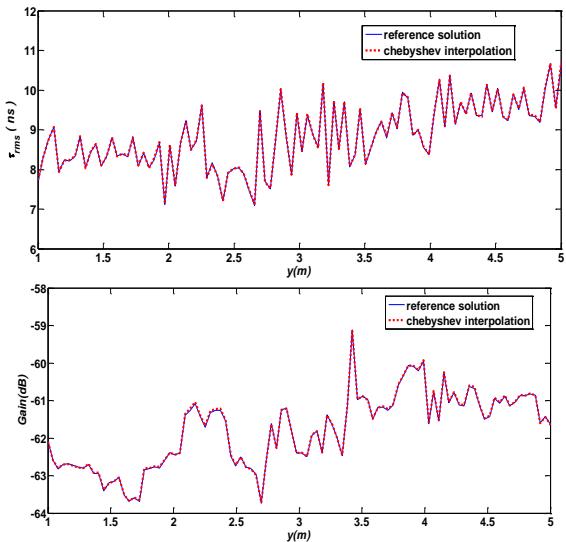
چندجمله‌ای نیوتون نسبت به مقدار همین پارامتر در روش cubic B-spline، ۲۰٪ بیرون داشته است. به عبارت ساده‌تر، بهره پس‌پردازش در روش درون‌یابی cubic B-spline، ۵۱۸٪ است (نسبت به روش مرجع) و در روش درون‌یابی چندجمله‌ای نیوتون ۷۳۸٪ می‌باشد (نسبت به روش مرجع). در هر نمودار خطای درون‌یابی از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \frac{x_n^{(int)} - x_n^{(ref)}}{x_n^{(ref)}} \right| \quad (14)$$

که $N=100$ تعداد نقاط گیرنده است. $x_n^{(ref)}$ به ترتیب نتیجه حاصل از حل درون‌یابی و حل مرجع در n امین نقطه گیرنده می‌باشد.



شکل (۳): بهره مسیر و جذر میانگین مربعات گسترش تأخیر بازسازی شده با استفاده از درون‌یابی چبیشف در قیاس با پاسخ مرجع در خط دید مستقیم



شکل (۴): بهره مسیر و جذر میانگین مربعات گسترش تأخیر بازسازی شده با استفاده از درون‌یابی چبیشف در قیاس با پاسخ مرجع در خط دید غیر مستقیم

- [11] G. Tiberi, S. Bertini, W. Q. Malik, A. Monorchio, D. J. Edwards, and G. Manara, "Analysis of Realistic Ultrawideband Indoor Communication Channels by Using an Efficient Ray-Tracing Based Method," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 777-785, 2009.
- [12] G. Tiberi, S. Bertini, A. Monorchio, F. Giannetti, and G. Manara, "Computationally efficient ray-tracing technique for modelling ultrawideband indoor propagation channels," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 3, pp. 395-401, 2009.
- [13] V. Mohtashami and A. Shishegar, "Efficient ultrawideband propagation modelling by using the cubic B-spline function in ray tracing calculations," *IET microwaves, antennas & propagation*, vol. 6, pp. 1347-1358, 2012.
- [14] Å. Björck and G. Dahlquist, *Numerical methods in scientific computing*: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2008.
- [15] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics* vol. 20: Wiley New York, 1989.
- [16] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Bayram, A. Attiya, and S. Riad, "Ultrawideband through-the-wall propagation," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, pp. 581-588, 2005.

که بیان شد با اعمال این روش درون‌یابی بر پاسخ فرکانسی کانال پدیده رانگ اتفاق می‌افتد و برای غلبه بر این پدیده، نقاط درون‌یابی در درون‌یابی چندجمله‌ای نیوتون، ریشه‌های چندجمله‌ای چبیشف انتخاب شد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که می‌توان با استفاده از تابع درون‌یاب چندجمله‌ای نیوتون و نقاط درون‌یاب مناسب، تعداد فرکانس‌هایی که نیاز است محاسبات الکترومغناطیسی در آن‌ها انجام شود و در نتیجه زمان شبیه‌سازی را تا هفت برابر کاهش داد، بدون این‌که دقت محاسبات از بین برود. هم‌چنین مشاهده شد که کارایی محاسباتی این روش درون‌یابی نسبت به درون‌یابی cubic B-spline (که در پژوهش‌های پیشین معرفی شده است) حدود ۲۰٪ بهبود داشته است.

۷- مراجع

- [1] S. K. Yong and C.-C. Chong, "An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: potentials and technical challenges," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, no. 1(2006), pp.078907, 2007.
- [2] M. Boozari and A. Shishegar, "Indoor ultrawideband propagation modelling using Chebyshev interpolation in 60 GHz band based on ray tracing technique." in *Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWATT)*, 2014 third conference on, pp. 1-4, 2014.
- [3] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine, and D. Lavry, "A statistical model of urban multipath propagation," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1-9, 1972.
- [4] H. Xu, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, "Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 20, pp. 620-630, 2002.
- [5] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 879-891, 1994.
- [6] S.-H. Chen and S.-K. Jeng, "An SBR/image approach for radio wave propagation in indoor environments with metallic furniture," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 98-106, 1997.
- [7] E. J. Rothwell, "Efficient computation of the time-domain TM plane-wave reflection coefficient," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 53, pp. 3417-3419, 2005.
- [8] F. Saez de Adana, O. Gutiérrez, M. Navarro, and A. Mohan, "Efficient time-domain ray-tracing technique for the analysis of ultra-wideband indoor environments including lossy materials and multiple effects," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2009, 2010.
- [9] R. Hoppe, P. Wertz, G. Wolfle, and F. M. Landstorfer, "Wideband propagation modelling for indoor environments and for radio transmission into buildings," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium on*, pp. 282-286, 2000.
- [10] G. G. Raju, *Dielectrics in electric fields* vol. 19: CRC press, 2003.

**Computational Efficiency Improvement of Frequency
Post-Processing In Ultra-Wideband Propagation Modeling
Using Polynomial Interpolation Functions**

M. Boozari, A. A. Shishegar^{*}, V. Mohtashami

Sharif University of Technology

(Received: 05/02/2017, Accepted: 05/03/2017)

Abstract

One of the major challenges in site-specific indoor propagation modeling of ultra-wideband electro-magnetic waves is the intensive computational cost of the problem. In fact, the large bandwidth in ultra-wideband propagation modeling in the problem causes considerable frequency dependence in the propagation mechanisms and antenna patterns that should be properly considered. The polynomial interpolation functions have been incorporated in the ray tracing to increase computational efficiency. Thus, field calculations need to be performed at a few frequency samples. Using appropriate interpolation functions reduces the computational burden of the post-processing stage, without decreasing the accuracy of results. Therefore, as shown in the numerical results by using the presented method in this study, the simulation time is reduced several times than the reference method.

Keywords: Ultrawideband propagation, Ray tracing, Polynomial interpolation, Indoor.

* Corresponding author E-mail: shishegar@sharif.edu