

ارائه مدل ریاضی بر اساس حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی برای یک فراسطح منعکس کننده ایده‌آل بدون امواج ناخواسته

الهام مرادی و مسعود موحدی

تحقیقات قابل توجهی برای رفع این چالش‌ها انجام شده است [۱]. سطوح هوشمند قابل تنظیم^۳ (RIS) [۲] که به عنوان سطوح بازتابنده هوشمند^۴ (IRS) نیز شناخته می‌شوند [۳]، فناوری‌های نویدبخشی هستند که قادر به هوشمندسازی محیط انتشار بی‌سیم می‌باشند. این سطوح قادرند امواج الکترومغناطیسی (EM) را که به آنها برخورد می‌کند با هوشمندی تغییر داده و آنها را به زوایای مورد نظر هدایت نمایند. این قابلیت به آنها این امکان را می‌دهد که پوشش مخابراتی کارآمدی را در نقاط کور شبکه ارائه داده و توانایی پاسخگویی به تقاضای روزافزون برای برقراری ارتباطات در مقیاس بزرگ را داشته باشند.

RISها معمولاً صفحات فراسطحی هستند [۴] که توسط یک واحد کنترل، مدیریت می‌شوند. اخیراً تعداد زیادی از گروه تحقیقاتی به بررسی کاربردهای بالقوه این فناوری در سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم آینده پرداخته‌اند [۵] تا [۸]. عملکرد اساسی RISها در تغییر جهت امواج الکترومغناطیسی برخوردکننده به سطح به صورتی کنترل شده در جهات مشخص است. انجام این تغییر جهت امواج، معمولاً با اعمال یک گرادیان فاز، به‌خصوص بر روی صفحه فراسطح انجام می‌شود [۹] تا [۱۳]. با این حال، رویکردهای طراحی متداول فراسطوح مبتنی بر قوانین انکسار و انعکاس تعمیم‌یافته (گرادیان فاز)، به طور کلی راندمان محدودی دارند؛ زیرا همیشه باعث ایجاد بازتاب‌های ناخواسته در جهت‌های نامطلوب می‌شوند [۱۴]. به‌ویژه این کاهش در راندمان، بیشتر زمانی اتفاق می‌افتد که زاویه موج صفحه‌ای بازتاب‌شده بسیار متفاوت از آنچه توسط قوانین بازتاب معمولی مشخص می‌شود، باشد. این پدیده در آنتن‌های آرایه انعکاسی نیز مشاهده می‌شود؛ به گونه‌ای که هرچه زاویه انحراف موج منعکس شده نسبت به موج برخوردی به سطح آنتن بیشتر باشد، راندمان آن بیشتر کاهش می‌یابد [۱۵]. اگرچه این مشکل در کاربردهای معمولی مانند آنتن‌های آرایه انعکاسی ممکن است نادیده گرفته شود، اما در کاربردهایی چون سطوح هوشمند قابل تنظیم، منجر به ایجاد تداخل زیادی در سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم خواهد شد [۱۶].

علاوه بر این، نتایج محاسباتی در [۱۷]، حضور امواج با مرتبه بالاتر (یا گلبرگ‌های فرعی در نظریه آنتن) که از ساختارهای RIS منعکس می‌شوند، در جهت‌های ناخواسته را نشان می‌دهد. همچنین در مطالعات [۱۸] و [۱۹] اثبات شده که طبق قضیه فلوکه^۵، اگر یک موج مسطح به هر RIS تناوبی برخورد کند، ممکن است این موج به صورت چندین موج الکترومغناطیسی در جهت‌های مختلف با شدت‌های بازتاب متفاوت

چکیده: یکی از مهم‌ترین ویژگی‌های فراسطوح، توانایی آنها در کنترل امواج منعکس شده از آنهاست؛ اما فراسطوح منعکس کننده بر پایه روش ساده گرادیان فاز با راندمان کمی همراه هستند، به طوری که بازتاب‌های ناخواسته‌ای در جهات غیرمطلوب به وجود می‌آید. یک تحقیق نظری نشان می‌دهد که یک فراسطح با قابلیت قطبندگی می‌تواند موج را بدون حضور امواج ناخواسته منعکس نماید. برای تبدیل این نظریه به مدل حقیقی، نیاز به تبدیل فراسطح به مدل ریاضی است. در اینجا، این نظریه برای اولین بار با استفاده از یک روش سنتز که اساساً بر مبنای محیط است، به یک مدل ریاضی تبدیل می‌شود. ما تانسورهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی فراسطح را به صورت معادلات ریاضی فرم بسته به دست می‌آوریم و در نتیجه خواهیم دید که این تانسورها نماینده مدل ریاضی سطحی با ویژگی‌های بدون تلف، غیرفعال، هم‌پاسخ و تک‌ناهمسانگرد هستند. از آنجا که این مدل اطلاعات کامل‌تری نسبت به سایر روش‌ها ارائه می‌دهد، تبدیل این مدل ریاضی به یک مدل واقعی به شکلی دقیق‌تر انجام خواهد شد. به منظور اثبات صحت فرمول‌های به‌دست‌آمده برای این مدل فراسطح، شبیه‌سازی تمام موج آن با استفاده از نرم‌افزار کامسول انجام شده است. دیده می‌شود که این نتایج در مرحله اول تحقق فراسطوح ایده‌آل که از نوع انعکاسی هستند، بسیار مفید می‌باشند.

کلیدواژه: انعکاس ایده‌آل، فراسطوح، ساختارهای متناوب، قانون اسنل تعمیم‌یافته، سطوح هوشمند قابل تنظیم (RIS)، شرایط انتقال صفحه‌ای تعمیم‌یافته (GSTCs).

۱- مقدمه

نسل‌های آینده شبکه‌های مخابراتی بی‌سیم باید هوشمند و کارآمد باشند تا بتوانند به بهترین نحو ممکن نیازهای روزافزون در برقراری ارتباطات را پاسخ دهند. شبکه تلفن همراه کنونی که به طور سنتی توسط ایستگاه پایه^۱ کنترل می‌شود، با چالش‌های زیادی روبه‌رو است؛ زیرا باید اطمینان حاصل کند که در محیط‌های انتشاری نامطلوب نیز بتواند ارتباط پایداری فراهم کند. با وجود این، موانع بزرگی از قبیل ساختمان‌ها، درختان و نیز مشکلاتی از جمله مشکل چندمسیره^۲ می‌توانند کیفیت سیگنال دریافتی را در مکان‌های خاص به شدت کاهش دهند. به همین دلیل،

این مقاله در تاریخ ۱۹ دی ماه ۱۴۰۲ دریافت و در تاریخ ۳۱ شهریور ماه ۱۴۰۳ بازنگری شد.

الهام مرادی، دانشکده مهندسی برق دانشگاه یزد، یزد، ایران، (email: e.moradi999@gmail.com).

مسعود موحدی (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق دانشگاه یزد، یزد، ایران، (email: movahhedi@yazd.ac.ir).

3. Reconfigurable Intelligence Surfaces
4. Intelligent Reflecting Surfaces
5. Floquet's Theorem

1. Base Station
2. Multipath

طوری که این میدان‌ها حفظ بقای توان محلی روی سطح را تسهیل نمایند و تداخلی در عملکرد میدان‌های راه دور فراسطح ایجاد نکنند [۲۲].

۳) فراسطیحی که کاملاً غیرتلفاتی و غیرفعال باشد؛ در حالی که سطح، قطبش موج را تغییر می‌دهد [۱۴].

فراسطح با ویژگی اول، تنها از لحاظ نظری دارای عملکرد ایده‌آل می‌باشد؛ اما تحقق عملی این سطح یا بسیار پیچیده بوده و یا غیرممکن است. طراحی فراسطح با ویژگی دوم، اصولاً بر پایه مدل‌های مداری انجام می‌شود و نهایتاً عبارات تحلیلی برای ادمیتانس سطح به دست می‌آید؛ علاوه بر این که در اکثر این روش‌ها، بهینه‌سازی دامنه و فاز امواج سطحی محوشونده برای تضمین عدم غیرفعال بودن سطح مورد نیاز، ضروری است که این موضوع خود، فرایند طراحی را بسیار پیچیده می‌نماید. در [۱۴] نظریه‌ای مطرح شده (ویژگی سوم) و برای تبدیل این نظریه به یک مدل عملی، ابتدا لازم است که فراسطح را با استفاده از یکی از روش‌های سنتز به یک مدل ریاضی تبدیل نماییم.

به طور کلی، سنتز فراسطح‌های پیشرفته دارای دو مرحله اصلی می‌باشد. مرحله اول شامل مهندسی کلی فراسطح است و به عبارت دیگر، این مرحله به طراحی میکروسکوپی فراسطح اختصاص دارد. در این مرحله، پارامترهای وابسته به مکان روی سطح بر حسب عملکرد خاصی که از فراسطح انتظار می‌رود، به صورت ریاضی بیان می‌شود [۶]. پارامترهای فراسطح معمولاً به صورت توابعی پیوسته و وابسته به مکان مدل‌سازی می‌شوند. این پارامترها می‌توانند شامل امپدانس سطح، حساسیت الکتریکی و مغناطیسی، قطبش‌پذیری و سایر ویژگی‌های مشابه باشند [۲۹] تا [۳۳]. مرحله دوم پس از تعیین توابع سطح، شامل یافتن روشی برای پیاده‌سازی سلول‌های واحد میکروسکوپی بر روی کل فراسطح است. ما در این مقاله برای طراحی فراسطح با ویژگی سوم یک مدل ریاضی با استفاده از رویکرد مبتنی بر محیط و همچنین مبتنی بر شرایط انتقال صفحه‌ای تعمیم‌یافته (GSTCs) به دست می‌آوریم [۳۳]. این روش نسبت به سایر روش‌های سنتز فراسطح، دقیق‌تر و نزدیک‌تر به مدل واقعی است. ابتدا سطح در این روش، بدون در نظر گرفتن محدودیت‌های ساختاری به صورت کلی مدل‌سازی می‌شود و پس از به دست آوردن مدل سطح می‌توان آن را با استفاده از روش‌های مختلف به پارامترهای پراکندگی تبدیل کرده و در نهایت به مدل واقعی تبدیل نمود. از آنجا که مدل مبتنی بر GSTC اطلاعات کامل‌تری نسبت به سایر روش‌ها از سطح ارائه می‌دهد، لذا تبدیل کردن این سطح به یک مدل واقعی، راحت‌تر و با دقت بیشتر امکان‌پذیر خواهد بود [۳۳]. در این مقاله، تانسورهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی فراسطح به صورت معادلات ریاضی به دست آورده شده و مشاهده می‌شود که این تانسورها مدل یک سطح بدون تلفات، غیرفعال، هم‌پاسخ و تک‌ناهمسانگرد^۶ را نمایان می‌سازند.

مرجع [۳۴] چارچوبی برای طراحی فراسطح‌ها با استفاده از نظریه مایکروویو کلاسیک ارائه می‌دهد که شامل تبدیل عملکرد مدار به المان‌های فشرده و سپس به سلول‌های واحد است. در مقابل، روش پیشنهادی در این مقاله به طور مستقیم عملکرد سطح را به پارامترهای سطحی تبدیل می‌کند و از نظریه‌های کلاسیک مایکروویو استفاده نمی‌کند که باعث افزایش دقت طراحی در مقایسه با روش [۳۴] می‌شود. همچنین روش پیشنهادی در این مقاله برای طراحی فراسطح‌هایی با ویژگی‌های خاص مانند حذف امواج ناخواسته مناسب‌تر است. مرجع [۳۵]

منعکس شود. بنابراین قبل از این که فراسطح، هوشمند شوند نیاز است که ایرادات آنها برطرف شود تا بتوانند در سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم با موفقیت عمل کنند. به همین دلیل به صورت نظری، اخیراً فراسطح پیشرفته‌ای برای کنترل انعکاس بدون ایجاد پراکندگی‌های نامطلوب ارائه شده‌اند [۱۴].

همان طور که قبلاً ذکر شد، اگرچه فراسطح با گرادین فاز خطی و ضریب بازتاب واحد (روش قانون اسنل تعمیم‌یافته) دارای راندمان پایینی هستند، اما این مزیت را دارند که امپدانس سطحی کل ساختار موهومی محض است؛ به این معنا که ساختار، غیرفعال^۱ می‌باشد [۲۰]. از سوی دیگر در روش طراحی به کمک امپدانس سطحی، در برخی از مقالات دیده می‌شود که موج منعکس‌شده به صورت یک موج صفحه‌ای خالص در نظر گرفته می‌شود و سپس امپدانس سطحی آن با این فرض سنتز می‌شود. اما از آنجا که امپدانس سطح محاسبه‌شده با این رویکرد، فعال یا تلفاتی^۲ است، این ساختار از نظر تحقق و ساخت نه مطلوب است و نه حتی امکان‌پذیر می‌باشد [۲۱]. لذا با توجه به این موضوع، پژوهشگران به دنبال راه‌حل‌های جدیدی برای طراحی سطوح انعکاسی هستند؛ به گونه‌ای که سطح طراحی‌شده غیرفعال و بدون تلفات باشد، در حالی که موج ارسالی را به صورت کامل و بدون ایجاد انعکاس‌های ناخواسته منعکس نماید. یکی از رویکردهای مهم در طراحی سطوح انعکاسی برای افزایش بهره‌وری، این است که علاوه بر در نظر گرفتن انتشار موج‌های منعکس‌شده، فرض کنیم یک مجموعه از موج‌های محوشونده سطحی^۳ نیز بر روی سطح ایجاد می‌شوند. به این ترتیب، موج منعکس‌شده به عنوان یک ترکیب از یک موج صفحه‌ای خالص در جهت مورد نظر و موج‌های محوشونده سطحی چندگانه در سطح مد نظر شکل می‌گیرد. این موج‌های محوشونده عملاً به عنوان میدان‌های کمکی معرفی می‌شوند؛ زیرا حفظ بقای توان محلی مورد نیاز روی سطح به کمک آنها ایجاد می‌شود. به علت اینکه این میدان‌ها در ناحیه راه دور^۴ منتشر نمی‌شوند، در عملکرد سطح و میدان‌های راه دور تداخل ایجاد نمی‌کنند [۲۲] تا [۲۵] و [۶]. یک روش دیگر به نام متاگریتینگ^۵ نیز وجود دارد که به عنوان یک روش طراحی فراسطح با توانایی انعکاس کامل معرفی شده است. در این روش، تنها یک یا دو پارامتر در هر دوره تناوب برای کنترل بهینه انعکاس موج مورد استفاده قرار می‌گیرد [۲۶] تا [۲۸].

از آنجا که تداخل میان میدان‌های برخوردی با سطح و میدان‌های منعکس‌شده از آن، یکی از علل ایجاد امواج ناخواسته است، در [۱۴] پیشنهاد شده که اگر امواج انعکاسی با قطبش متعامد نسبت به امواج برخوردی با سطح، منعکس شوند، این سطح قادر است موج برخوردی به سطح را در جهات مورد نظر به صورت کامل و بدون ایجاد انعکاس‌های ناخواسته منعکس نماید. اما برای تبدیل این نظریه به یک مدل ریاضی و نهایتاً به یک مدل حقیقی، باید اقدامات اولیه‌ای انجام گیرد. بنابراین می‌توان بیان داشت که اگر فراسطح دارای یکی از ویژگی‌های زیر باشد، امکان داشتن انعکاس کامل بدون ایجاد امواج ناخواسته فراهم است:

- ۱) فراسطحی که تلفاتی یا فعال باشد و لذا لازم نیست که پلاریزاسیون موج را تغییر دهد [۱۴].
- ۲) فراسطحی که میدان‌های سطحی محوشونده کمکی تولید کند، به

1. Passive
2. Active or Lossy
3. Evanescent Fields
4. Far Field
5. Metagrating

همچنین فراسطح قطبیده انعکاسی ایده‌آل ارائه می‌شوند و نتایج تمام موج دو مدل با هم مقایسه می‌گردد.

۲- یادآوری معادلات سنتز فراسطح

میدان الکتریکی، میدان مغناطیسی و چگالی پلاریزاسیون یک فراسطح محصورشده توسط دو محیط یکسان و عمود بر جهت x در یک سیستم مختصات دکارتی (شکل ۱) به صورت زیر به هم مرتبط می‌شوند [۳۳]

$$\hat{x} \times \Delta \vec{H} = j\omega \vec{P}_{\parallel} - \hat{x} \times \nabla_{\parallel} M_x \quad (الف-۱)$$

$$\Delta \vec{E} \times \hat{x} = j\omega \mu \vec{M}_{\parallel} - \nabla_{\parallel} \left(\frac{P_x}{\epsilon} \right) \times \hat{x} \quad (ب-۱)$$

$$\hat{x} \cdot \Delta \vec{D} = -\nabla \cdot \vec{P}_{\parallel} \quad (ج-۱)$$

$$\hat{x} \cdot \Delta \vec{B} = -\mu \nabla \cdot \vec{M}_{\parallel} \quad (د-۱)$$

که در آن $\vec{P} = \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y}$ ، $\vec{M} = \nabla_{\parallel}$ چگالی قطبش مغناطیسی، چگالی قطبش الکتریکی و $(\vec{P}^{ref} + \vec{P}^{inc}) - \vec{P}^{tr}$ با tr ، ref و inc به ترتیب نشان‌دهنده امواج منتقل شده، منعکس شده و ارسال شده هستند. چگالی‌های قطبش الکتریکی و مغناطیسی به صورت زیر تعریف می‌شوند [۳۳]

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi_{ee} \vec{E}_{av} + \chi_{em} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \vec{H}_{av} \quad (الف-۲)$$

$$\vec{M} = \chi_{mm} \vec{H}_{av} + \chi_{me} \sqrt{\epsilon_0} \vec{E}_{av} \quad (ب-۲)$$

که در آن χ_{me} ، χ_{em} ، χ_{mm} ، χ_{ee} و تانسورهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی هستند و همچنین av بیان‌کننده میانگین میدان‌های دو طرف فراسطح است $(\vec{P}_{av} = [\vec{P}^{tr} + (\vec{P}^{ref} + \vec{P}^{inc})]/2)$.

بدون از دست دادن کلیت مسأله، فرض می‌شود $P_x = M_x = 0$ که در این صورت با جایگزین کردن (۲-الف) و (۲-ب) در (۱-الف) و (۱-ب) به ترتیب، سیستم معادلات خطی ساده زیر حاصل می‌شود [۳۳]

$$\begin{pmatrix} -\Delta H_z \\ \Delta H_y \end{pmatrix} = j\omega \epsilon_0 \begin{pmatrix} \chi_{ee}^{yy} & \chi_{ee}^{yz} \\ \chi_{ee}^{zy} & \chi_{ee}^{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{y,av} \\ E_{z,av} \end{pmatrix} + j\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \begin{pmatrix} \chi_{em}^{yy} & \chi_{em}^{yz} \\ \chi_{em}^{zy} & \chi_{em}^{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{y,av} \\ H_{z,av} \end{pmatrix} \quad (الف-۳)$$

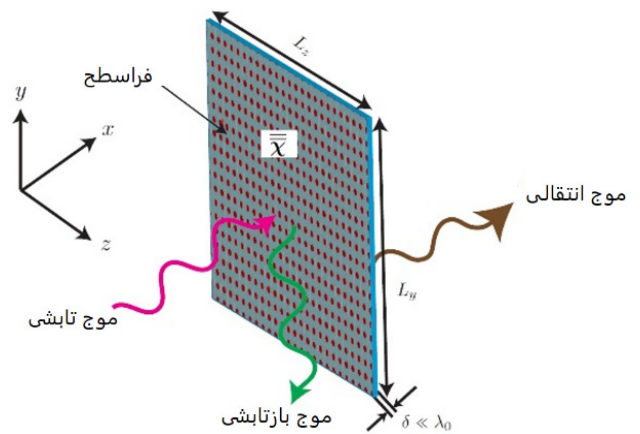
$$\begin{pmatrix} -\Delta E_y \\ \Delta E_z \end{pmatrix} = j\omega \mu_0 \begin{pmatrix} \chi_{mm}^{zz} & \chi_{mm}^{zy} \\ \chi_{mm}^{yz} & \chi_{mm}^{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{z,av} \\ H_{y,av} \end{pmatrix} + j\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \begin{pmatrix} \chi_{me}^{zz} & \chi_{me}^{zy} \\ \chi_{me}^{yz} & \chi_{me}^{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{z,av} \\ E_{y,av} \end{pmatrix} \quad (ب-۳)$$

این یک مسئله معکوس است و با حل آن، پارامترهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی فراسطح به دست می‌آیند.

۳- پارامترهای حساسیت سطحی الکتریکی و مغناطیسی یک فراسطح مبتنی بر قانون اسنل تعمیم یافته

۱-۳ توزیع میدان‌ها

هندسه مسئله در شکل ۲ نشان داده شده است. هدف از طراحی فراسطح، بازتاب کردن یک موج صفحه‌ای تابشی است که از یک راستای معین (θ_i) به سطح برخورد می‌کند و انتظار می‌رود فراسطح موج را به



شکل ۱: مختصات دکارتی و ناپوستگی صفحه. فراسطح به عنوان یک صفحه ناپوسته با ضخامت صفر در نظر گرفته می‌شود؛ زیرا ضخامت فراسطح (δ) بسیار کمتر از طول موج در فرکانس کاری λ است [۳۳].

روش کارآمدی برای شبیه‌سازی فراسطح‌های با ضخامت زیر طول موج ارائه می‌دهد که شامل استفاده از شرایط مرزی با ضخامت صفر و ترکیب با روش المان طیفی است. این روش به کاهش تعداد عناصر و زمان شبیه‌سازی کمک می‌کند. در مقابل، مقاله حاضر بر روی طراحی فراسطح‌هایی تمرکز دارد که قادر به حذف امواج ناخواسته در حالت انعکاس هستند که پیچیدگی بیشتری نسبت به مدل‌های انتقال دارد. همچنین در حالی که [۳۵] بر کاهش زمان شبیه‌سازی و استفاده از حافظه کمتر تمرکز دارد، این مقاله به بررسی عملی بودن تحقق مدل‌های ریاضی و انعطاف‌پذیری طراحی برای زوایای ورود مختلف پرداخته است.

تا جایی که می‌دانیم برای یک فراسطح قطبیده که انعکاس کامل داشته باشد، مدل ریاضی مبتنی بر GSTCs ارائه نشده است. در [۳۶]، پارامترهای سطحی حساسیت الکتریکی و مغناطیسی برای یک سطح به دست آمده است، اما آن سطح اولاً یک انتقال‌دهنده ایده‌آل است و ثانیاً در آنجا سطحی که به دست آمده، دونا همسانگرد است؛ در حالی که ما در این مقاله پارامترهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی را برای سطح انعکاس‌دهنده با توجه به کاربرد مهم آنها در سیستم‌های مخابراتی هوشمند (RIS) به دست می‌آوریم. همچنین سطح به دست آمده در این مقاله تک‌ناهمسانگرد است و پیچیدگی آن به مراتب کمتر از سطح دونا همسانگرد می‌باشد.

به منظور بیان توانایی این مدل در حذف امواج ناخواسته و تأیید صحت آن، مدل پیشنهادی با فراسطح ساده گرادیان فاز مقایسه خواهد شد. برای ایجاد شرایط یکسان برای مقایسه دو مدل، ما همچنین سطح مبتنی بر قانون تعمیم یافته اسنل (مبتنی بر گرادیان فاز) را با استفاده از روش GSTC مدل‌سازی می‌کنیم. سپس این دو مدل حاصل را با استفاده از نرم‌افزار کامسول مورد مقایسه و ارزیابی قرار می‌دهیم. مرحله بعد از طراحی این سطح، تبدیل مدل ریاضی به مدل حقیقی سطح که همان سطح متشکل از سلول‌های واحد می‌باشد، است. با توجه به اینکه این مقاله از GSTC استفاده کرده است، تبدیل آن به مدل واقعی با روش دقیق «نگاشت پارامتر پراکندگی» انجام می‌گردد [۳۶]. این کار به عنوان یک برنامه آتی برای این پژوهش در نظر گرفته می‌شود.

در بخش دوم، معادلات سنتز GSTC فراسطح یادآوری می‌گردد. در بخش‌های سوم و چهارم، سنتز GSTC تانسورهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی سطحی فراسطح‌های مبتنی بر قانون اسنل تعمیم یافته و

هستند، امکان پذیر است. اما از آنجا که دامنه موج منعکس شده برابر با دامنه موج فرودآمده به سطح در نظر گرفته شده است $(E_i = E_r)$ ، راندمان این ساختار ۱۰۰٪ نیست؛ زیرا راندمان سطح ζ به صورت نسبت توان موج صفحه‌ای منعکس شده $P_r = |E_r|^2 \cos \theta_r / 2\eta$ به توان موج صفحه‌ای فرودآمده به سطح $P_i = |E_i|^2 \cos \theta_i / 2\eta$ در راستای مورد نظر تعریف می‌شود. این بدان معناست که وقتی یک فراسطح انعکاسی را که توسط قانون اسنل تعمیم‌یافته طراحی شده است، در معرض یک موج مسطح با زاویه ورود θ_i قرار دهیم، علاوه بر موج صفحه‌ای منعکس شده در راستای θ_r ، امواج دیگری نیز در سیستم تحریک می‌شوند تا بقای توان را برآورده سازند. به عبارت دیگر، این شرایط مرزی به بازتاب‌های ناخواسته در جهت‌های نامطلوب منجر می‌گردد. در بخش بعدی این پدیده را با شبیه‌سازی مدل ماکروسکوپی فراسطحی که بر اساس پارامترهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی سطحی طراحی شده است، در نرم‌افزار COMSOL نشان خواهیم داد.

۲-۳ استخراج حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی سطحی

ما در اینجا متداول‌ترین نوع سنتز فراسطح را برای این ساختار در نظر می‌گیریم. خواهیم دید که اعمال این روش سنتز، یک فراسطح تک‌ناهمسانگرد را سنتز می‌کند که فقط مؤلفه‌های قطری تانسورهای حساسیت آن غیرصفر می‌باشد [۳۳].

همان‌طور که در شکل ۲ نشان داده شده است، فرض می‌کنیم انتشار در جهت x رخ می‌دهد و H_y و E_z تنها عناصر غیرصفر میدان هستند. برای چنین فراسطحی، سیستم (۳) به صورت زیر ساده می‌شود

$$\Delta H_y = j\omega \epsilon_0 \chi_{ee}^{zz} E_{z,av} \quad (الف-۸)$$

$$\Delta E_z = j\omega \mu_0 \chi_{mm}^{yy} H_{y,av} \quad (ب-۸)$$

$$\Delta H_y = -(\vec{H}_y^i + \vec{H}_y^r) = -\left(-\frac{1}{\eta} E^i \cos \theta_i + \frac{1}{\eta} E^r \cos \theta_r e^{j\varphi}\right) \quad (الف-۹)$$

$$\Delta E_z = -(\vec{E}_z^i + \vec{E}_z^r) = -(E^i + E^r e^{j\varphi}) \quad (ب-۹)$$

$$H_{y,av} = \frac{1}{2}(\vec{H}_y^i + \vec{H}_y^r) = \frac{1}{2}\left(-\frac{1}{\eta} E^i \cos \theta_i + \frac{1}{\eta} E^r \cos \theta_r e^{j\varphi}\right) \quad (ج-۹)$$

$$E_{z,av} = \frac{1}{2}(\vec{E}_z^i + \vec{E}_z^r) = \frac{1}{2}(E^i + E^r e^{j\varphi}) \quad (د-۹)$$

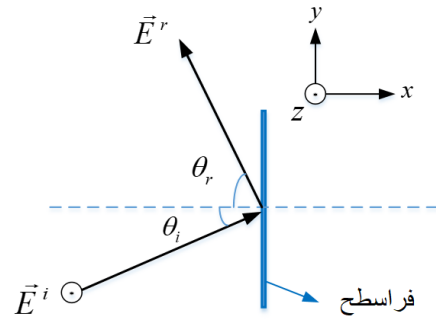
با وارد کردن (۴) در (۸) و (۹)، توابع حساسیت مختلط متناوب (۱۰) حاصل می‌شود

$$\chi_{ee}^{zz} = \frac{j2 \cos \theta_i}{k} \times t \quad (الف-۱۰)$$

$$\chi_{mm}^{yy} = \frac{j2}{k \cos \theta_i} \times \frac{1}{t} \quad (ب-۱۰)$$

که در آن

$$t = \frac{e^{-jk_y \sin \theta_r} - e^{-jk_y \sin \theta_i}}{e^{-jk_y \sin \theta_r} + e^{-jk_y \sin \theta_i}} \quad (۱۱)$$



شکل ۲: نمایشی از عملکرد یک فراسطح منعکس کننده ایده‌آل. فرض می‌شود میدان‌ها دارای قطبش S هستند و صفحه فراسطح در صفحه yz قرار دارد.

صورت ایده‌آل و بدون ایجاد امواج ناخواسته در یک راستای متفاوت و دلخواه (θ_r) منعکس نماید.

در اینجا حالتی را در نظر می‌گیریم که قطبش موج بازتاب‌شده با موج فرودآمده به سطح یکسان باشد. در حالت قطبش S، میدان‌های مربوط به این سناریو که در شکل ۲ نشان داده شده‌اند، عبارتند از

$$\vec{E}^i = \hat{z} E^i e^{-jk(y \sin \theta_i + x \cos \theta_i)} \quad (الف-۴)$$

$$\vec{E}^r = \hat{z} E^r e^{-jk(y \sin \theta_r - x \cos \theta_r)} \quad (ب-۴)$$

از این رو در این سناریو، توزیع میدان‌های مورد نظر بر روی فراسطح $(x=0)$ عبارتند از

$$\vec{E}^i = \hat{z} E^i \quad (الف-۵)$$

$$\vec{H}^i = \frac{1}{\eta} [E^i \sin \theta_i \hat{x} - E^i \cos \theta_i \hat{y}]$$

$$\vec{E}^r = \hat{z} E^r e^{j\varphi}$$

$$\vec{H}^r = \frac{1}{\eta} [E^r \sin \theta_r e^{j\varphi} \hat{x} + E^r \cos \theta_r e^{j\varphi} \hat{y}] \quad (ب-۵)$$

و که در آن $k = 2\pi/\lambda$ (طول موج فضای آزاد) عدد موج فضای آزاد را نشان می‌دهد، $\eta \approx 377 \Omega$ امپدانس ذاتی فضای آزاد است و

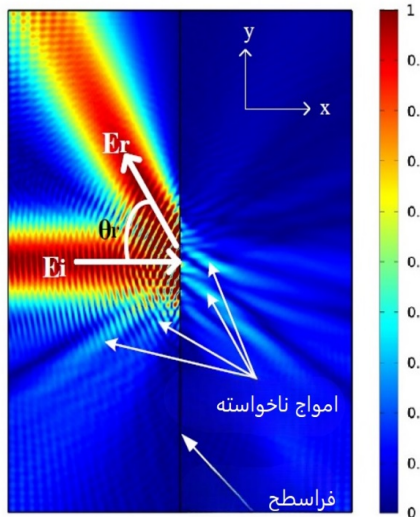
$$\varphi = ky \sin \theta_r - ky \sin \theta_i \quad (۶)$$

این توزیع میدان‌ها (۵) با معادلات قانون اسنل تعمیم‌یافته مطابقت دارند؛ زیرا در هر نقطه از سطح اندازه دامنه ضریب بازتاب برابر است با یک و فاز آن به صورت خطی مطابق با (۶) تغییر می‌کند.

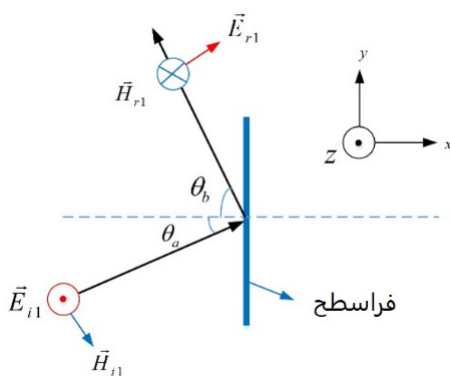
علاوه بر این، امپدانس سطحی شناخته‌شده مربوط به قانون اسنل تعمیم‌یافته $(Z_s(y) = j\eta_1 \cot[\varphi_r(y)/2]/\cos \theta_i)$ که در مقالاتی متعدد مثل [۳۷] تا [۴۰] مورد استفاده قرار گرفته است را نیز می‌توان با این توزیع میدان‌ها به دست آورد. از سوی دیگر همان‌طور که در [۱۴] نشان داده شده است، برای برقراری شرط بقای توان، مؤلفه عمودی بردار Poynting در سطح بازتابنده باید در رابطه زیر صدق کند

$$P_n = \frac{1}{\eta} \text{Re}(E_t \times H_t^*) \quad (۷)$$

که H_t و E_t میدان‌های مماسی بر روی سطح فراسطح هستند و با جایگزین کردن توزیع میدان‌های (۵) در (۷)، مؤلفه نرمال بردار Poynting در هر نقطه از صفحه فراسطح به طور یکسان برابر با صفر خواهد بود. بنابراین با توجه به صفر شدن بردار Poynting روی سطح، تحقق این فراسطح با عناصر ساده‌ای که بدون تلفات و یا بدون نیاز به تقویت‌کننده



شکل ۴: شبیه‌سازی تمام موج توسط COMSOL مربوط به میدان‌های تابشی و بازتابشی شکل ۳ (قدر مطلق میدان الکتریکی کل (V/m)).

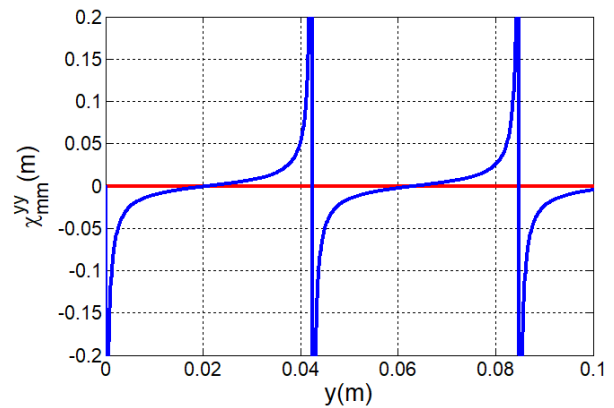


شکل ۵: تصویری از عملکرد یک فراسطح ایده‌آل که به طور کامل یک موج TE فرودآمده به سطح را به یک موج منعکس شده TM تبدیل می‌کند.

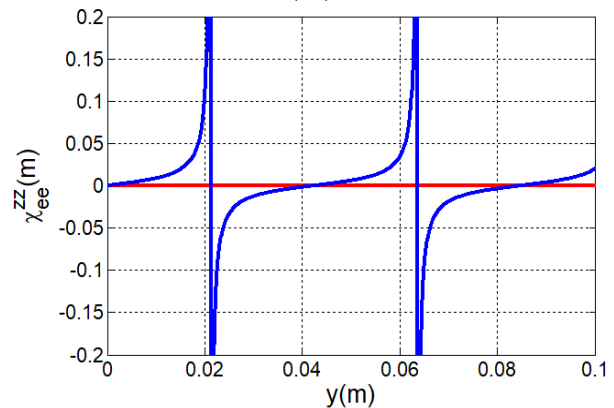
۴- پارامترهای حساسیت سطحی الکتریکی و مغناطیسی یک فراسطح قطبیده با انعکاس ایده‌آل

۴-۱ توزیع میدان‌ها

همان طور که قبلاً ذکر شد اگر قطبش موج منعکس شده نسبت به موج فرودآمده به سطح، متعام باشد، هیچ تداخلی بین موج تابشی و موج بازتابی وجود نخواهد داشت و بازتاب به صورت کامل (بدون ایجاد امواج ناخواسته) امکان‌پذیر است [۱۴]. اما برای تبدیل این نظریه به یک ساختار عملی، نیاز است که ابتدا مدل ریاضی چنین سطحی به دست آید. ما در این مقاله، یک مدل مبتنی بر حساسیت سطحی الکتریکی و مغناطیسی را توسعه داده‌ایم. برای به دست آوردن مدل سطحی، ابتدا باید توزیع میدان‌هایی را که به سطح برخورد می‌کنند و سپس منعکس می‌شوند، مشخص نماییم. به عنوان یک مثال فرض می‌شود که موج تابشی از نوع الکتریکی عرضی (TE) با دامنه E_i بوده که به موج بازتابشی E_r منتهی می‌شود؛ به طوری که قطبش موج منعکس شده و موج تابشی نسبت به هم عمود هستند. در این حالت به دلیل متعامبودن قطبش امواج تابشی و بازتابشی، هیچ تداخلی بین امواج فرودآمده و منعکس شده وجود نخواهد داشت. شکل ۵ پیکربندی این مسئله را نشان می‌دهد. بردار میدان‌های الکتریکی فرودآمده به سطح و منعکس شده از آن به صورت زیر نوشته می‌شود



(الف)



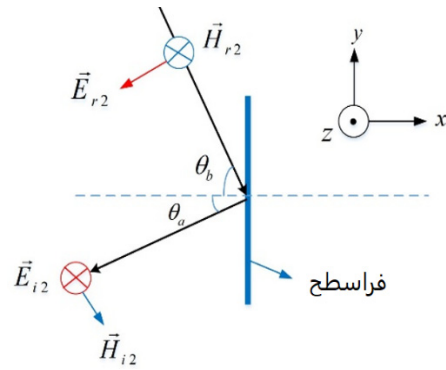
(ب)

شکل ۳: حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی فراسطح مبتنی با قانون اسنل در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز با زاویه ورود ۰ درجه و زاویه انعکاس ۶۰ درجه. منحنی آبی مربوط به قسمت‌های حقیقی و منحنی قرمز مربوط به قسمت‌های موهومی است.

شکل ۳ نمودار این توابع متناوب را نسبت به مکان نشان می‌دهد. همان گونه که ملاحظه می‌گردد، بخش‌های موهومی χ''_{yy} و χ''_{zz} برابر با صفر هستند که از نظر تانسوری مطابق با $\chi_{mm} = \chi_{mm}$ و $\chi_{ee} = \chi_{ee}$ می‌باشند. در این روابط بالانویس‌های T و $*$ به ترتیب بیانگر عملیات ترانپوز و مزدوج هستند. این روابط نشان می‌دهند که سطح به‌طور کامل غیرفعال می‌باشد و هیچ گونه تلفات یا تقویت توانی در آن رخ نمی‌دهد. با این حال همان طور که پیش‌تر نیز اشاره شد، اگرچه سطح به‌طور کامل غیرفعال است، اما راندمان آن ۱۰۰ درصد نیست. به عبارت دیگر، این نشان‌دهنده وجود امواج ناخواسته‌ای می‌باشد که از فراسطح منعکس می‌شوند.

در این قسمت به منظور واضح‌نمایی از حضور امواج ناخواسته از فراسطح مبتنی بر قانون اسنل تعمیم‌یافته، ابتدا یک مدل ریاضی برای سطح به‌دست می‌آوریم که بر اساس حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی سطح تعریف شده است. این سطح به گونه‌ای در نظر گرفته می‌شود که یک موج صفحه‌ای با فرکانس ۱۰ گیگاهرتز به صورت عمود به آن برخورد می‌کند و پس از آن با زاویه ۶۰ درجه از سطح منعکس می‌شود. سپس این مدل با استفاده از نرم‌افزار COMSOL با فرض این که ضخامت سطح برابر با $d = \lambda/100$ است، شبیه‌سازی گردیده و نتایج آن در شکل ۴ نمایش داده شده است. با توجه به نتایج این شبیه‌سازی به‌وضوح ملاحظه می‌گردد که بخشی از موج که به سطح وارد می‌شود، به صورت امواج ناخواسته توسط فراسطح منعکس می‌شود. این پدیده باعث کاهش راندمان سطح شده و منجر به ایجاد تداخل در سیستم‌های مخابراتی می‌گردد.

ما قادریم هر نوع عملکرد جدید دیگری را نیز برای این سیستم تعریف کنیم؛ از جمله بازتاب در جهات مختلف یا حتی عمل جذب. با این حال از آنجا که ما در درجه اول علاقه‌مند به تحقق یک فراسطح هم‌پاسخ هستیم، این عملکرد جدید را مشابه انعکاس موج در جهت معکوس آن تعیین می‌کنیم. این کار به افزودن دو معادله دیگر منجر می‌شود که سیستم ما را به یک ماتریس با رتبه کامل از مرتبه ۸ تبدیل می‌کند. این عملکرد معکوس که در شکل ۶ نمایش داده شده است، شامل همان زوایای مرتبط با شکل ۵ است؛ با این تفاوت که میدان‌ها در جهت معکوس آن اعمال می‌شوند. بنابراین میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی مرتبط با این تبدیل معکوس به صورت زیر نمایش داده می‌شوند



شکل ۶: عملکرد معکوس و هم‌پاسخ متناسب با شکل ۵.

$$\vec{E}_{i1} = -\hat{z} e^{-j(-ky \sin \theta_a - kx \cos \theta_a)} \quad (الف-۱۵)$$

$$\vec{H}_{i1} = \frac{1}{\eta} [-\cos \theta_a \hat{y} + \sin \theta_a \hat{x}] e^{-j(-ky \sin \theta_a - kx \cos \theta_a)} \quad (ب-۱۵)$$

$$\vec{E}_{r1} = -\Gamma [\cos \theta_b \hat{y} + \sin \theta_b \hat{x}] e^{-j(ky \sin \theta_b + kx \cos \theta_b)} \quad (ج-۱۵)$$

$$\vec{H}_{r1} = -\frac{\Gamma}{\eta} \hat{z} e^{-j(ky \sin \theta_b + kx \cos \theta_b)} \quad (د-۱۵)$$

$$\vec{E}_{i1} = \hat{z} e^{-j(ky \sin \theta_a + kx \cos \theta_a)} \quad (الف-۱۲)$$

$$\vec{H}_{i1} = \frac{1}{\eta} [-\cos \theta_a \hat{y} + \sin \theta_a \hat{x}] e^{-j(ky \sin \theta_a + kx \cos \theta_a)} \quad (ب-۱۲)$$

$$\vec{E}_{r1} = \Gamma [\cos \theta_b \hat{y} + \sin \theta_b \hat{x}] e^{-j(ky \sin \theta_b - kx \cos \theta_b)} \quad (ج-۱۲)$$

$$\vec{H}_{r1} = -\frac{\Gamma}{\eta} \hat{z} e^{-j(ky \sin \theta_b - kx \cos \theta_b)} \quad (د-۱۲)$$

بنابراین معادلات سنتز برای این سطح، از جمله تبدیل مستقیم هم‌پاسخ (زیرنویس «۱») و تبدیل معکوس (زیرنویس «۲») می‌توانند به صورت فشرده به شکل زیر نوشته شوند

$$\begin{pmatrix} -\Delta H_{z1} & -\Delta H_{z2} \\ \Delta H_{y1} & \Delta H_{y2} \end{pmatrix} = \quad (الف-۱۶)$$

$$j\omega \epsilon_0 \begin{pmatrix} \chi_{ee}^{yy} & \chi_{ee}^{yz} \\ \chi_{ee}^{zy} & \chi_{ee}^{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{y1,av} & E_{y2,av} \\ E_{z1,av} & E_{z2,av} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} -\Delta E_{y1} & -\Delta E_{y2} \\ \Delta E_{z1} & \Delta E_{z2} \end{pmatrix} = \quad (ب-۱۶)$$

$$j\omega \mu_0 \begin{pmatrix} \chi_{mm}^{zz} & \chi_{mm}^{zy} \\ \chi_{mm}^{yz} & \chi_{mm}^{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{z1,av} & H_{z2,av} \\ H_{y1,av} & H_{y2,av} \end{pmatrix}$$

که در آن ستون‌های اول و دوم با تبدیل مستقیم و معکوس مطابقت دارند. با توجه به (۱۲) داریم

$$\Delta H_{y1} = -(H_{iy1}) = \frac{\cos \theta_a}{\eta} e^{-jky \sin \theta_a} \quad (الف-۱۷)$$

$$H_{y1,av} = \frac{1}{\eta} (H_{iy1}) = -\frac{\cos \theta_a}{\eta} e^{-jky \sin \theta_a}$$

$$\Delta H_{z1} = -(H_{rz1}) = \frac{\Gamma}{\eta} \hat{z} e^{-jky \sin \theta_b} \quad (ب-۱۷)$$

$$H_{z1,av} = \frac{1}{\eta} (H_{rz1}) = -\frac{\Gamma}{\eta} \hat{z} e^{-jky \sin \theta_b}$$

$$\Delta E_{y1} = -(E_{ry1}) = -\Gamma \cos \theta_b e^{-jky \sin \theta_b} \quad (ج-۱۷)$$

$$E_{y1,av} = \frac{1}{\eta} (E_{ry1}) = \frac{\Gamma}{\eta} \cos \theta_b e^{-jky \sin \theta_b}$$

$$\Delta E_{z1} = -(E_{iz1}) = -e^{-jky \sin \theta_a} \quad (د-۱۷)$$

$$E_{z1,av} = \frac{1}{\eta} (E_{iz1}) = \frac{1}{\eta} e^{-jky \sin \theta_a}$$

همچنین با توجه به (۱۵) داریم

که در آن زیرنویس «۱» برای راحتی در استفاده از فرمول‌های بعدی معرفی شده و تنها مجهول در این روابط ضریب بازتاب (Γ) است. این ضریب با اعمال قانون بقای توان در سراسر سطح فراسطح، یعنی (۱۳) به دست می‌آید

$$P_n = \frac{1}{\eta} \text{Re}(E_i \times H_i^*) = 0 \quad (۱۳)$$

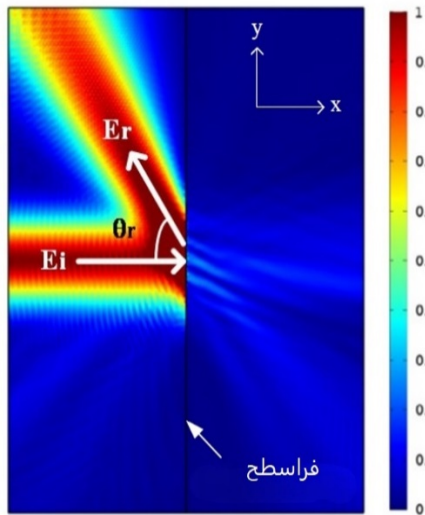
H_i و E_i میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی کل در محیط تابش هستند. Γ با جایگزین کردن (۱۲) در (۱۳) و با حل این معادله به صورت زیر حاصل می‌شود

$$\Gamma = \sqrt{\frac{\cos \theta_a}{\cos \theta_b}} \quad (۱۴)$$

این یک شرط اساسی برای انعکاس ایده‌آل است که با در نظر گرفتن برقراری قانون بقای توان به دست آمد.

۴-۲ استخراج حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی سطحی

برای این ساختار، یک فراسطح تک‌ناهمسانگرد ($\chi_{em} = \chi_{me} = 0$) را دوباره مورد بررسی قرار می‌دهیم؛ اما به علت تغییر قطبش موج، عناصر غیرقطری تانسور حساسیت نمی‌توانند صفر باشند. شرط تک‌ناهمسانگرد بودن فراسطح باعث حذف ۸ ترم از ۱۶ عبارت در سیستم (۳) می‌شود، اما با وجود این، فقط ۴ معادله برای ۸ مجهول داریم و به این معناست که نمی‌توانیم دستگاه معادلات را مستقیماً حل کنیم. بنابراین می‌توانیم یک عملکرد دیگر را به سیستم اضافه کنیم تا نهایتاً تعداد معادلات و مجهولات سیستم با هم برابر شوند. این به معنای آن است که فراسطح می‌تواند به طور همزمان دو مجموعه از امواج ورودی را بازتاب دهد، به شرطی که این دو مجموعه از امواج مستقل از یکدیگر باشند. تعیین یک عملکرد اضافه می‌تواند به سیستم ۴ معادله دیگر اضافه کند و در نتیجه مجموعه معادلات تبدیل به یک سیستم با رتبه کامل^۱ می‌شود.



شکل ۸: قدر مطلق میدان الکتریکی کل (V/m) شبیه‌سازی شده با COMSOL مربوط به انعکاس در فراسطح قطبیده شکل ۵.

$$\chi_{ee}^{yz} = \chi_{ee}^{zy} = \frac{-\gamma\Gamma}{k_o \sin \alpha y} \quad (ج-۱۹)$$

$$\chi_{mm}^{yy} = \frac{\gamma \cot \alpha y}{k_o \cos \theta_a} \quad (د-۱۹)$$

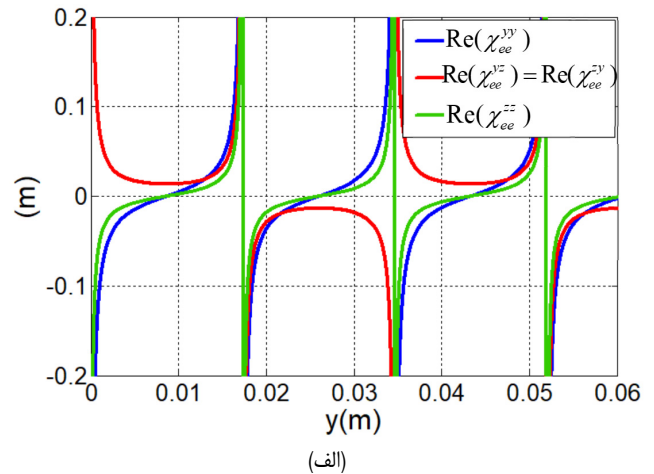
$$\chi_{mm}^{zz} = \frac{\gamma \cos \theta_b \cot \alpha y}{k_o} \quad (ه-۱۹)$$

$$\chi_{mm}^{xy} = \chi_{mm}^{yx} = \frac{-\gamma}{k_o \Gamma \sin \alpha y} \quad (و-۱۹)$$

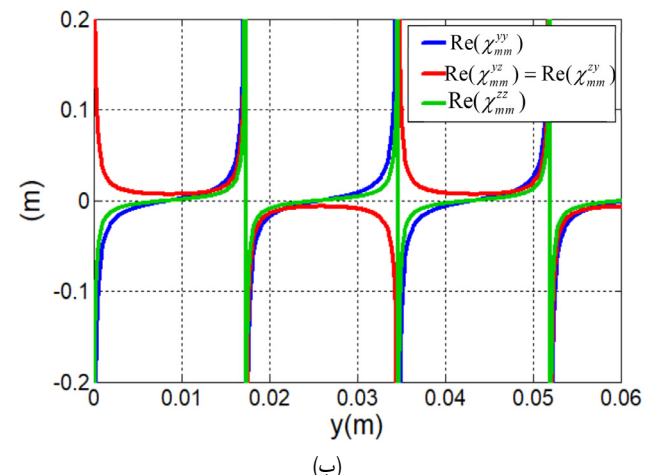
که در آن $\alpha = k_o (\sin \theta_a - \sin \theta_b)$ است. این پارامترهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی برای $\theta_b = 60^\circ$ و $\theta_a = 0^\circ$ در شکل ۷ رسم شده‌اند. فراسطحی که با حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی به دست آمده در (۱۹) مشخص می‌شود از نوع فراسطح تک‌ناهمسانگرد است. همچنین فراسطح طراحی شده هم‌پاسخ، بدون تلفات و غیرفعال است؛ زیرا $\chi_{mm}^{xy} = \chi_{mm}^{yx}$ و $\chi_{ee}^{yz} = \chi_{ee}^{zy}$ و $\chi_{ee}, \chi_{mm} \in \mathbb{R}$ است؛ زیرا $\chi_{ee}, \chi_{mm} \in \mathbb{R}$ و روابط $\chi_{ee}, \chi_{mm} \in \mathbb{R}$ است.

فراسطح برای زوایای $(\theta_r, \theta_i) = (60^\circ, 0^\circ)$ در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز طراحی شده است. با فرض ضخامت $d = \lambda/100$ ، این ساختار با استفاده از نرم‌افزار COMSOL شبیه‌سازی شده و نتیجه آن در شکل ۸ نمایش داده شده است. با مقایسه شکل‌های ۸ و ۴ متوجه می‌شویم هنگامی که قطبش موج تغییر می‌کند، امواج ناخواسته‌ای که در فراسطح مبتنی بر قانون اسنل تعمیم‌یافته حضور داشتند، در اینجا ایجاد نمی‌شوند. این به آن معناست که راندمان ساختار بالاتر است و می‌تواند گزینه مناسبی برای طراحی فراسطح، به‌ویژه سطوح هوشمند که نیاز به راندمان بالایی دارند، باشد.

همان‌طور که در آنتن‌های آرایه انعکاسی نیز مشاهده می‌شود، اختلاف بین زاویه موج ورودی و زاویه موج بازتابی بر روی راندمان آنتن تأثیرگذار است [۱۵]. به عبارت دیگر وقتی اختلاف بیشتری بین زاویه موج ورودی و بازتابی وجود داشته باشد، راندمان آنتن کاهش می‌یابد و گلبرگ‌های فرعی بیشتری ایجاد می‌گردد. این پدیده در فراسطوح نیز رخ می‌دهد. در اینجا این پدیده را برای فراسطح قطبیده و نیز فراسطح مبتنی بر قانون اسنل بررسی می‌کنیم؛ به این صورت که یک موج ورودی با زاویه خاصی ارسال می‌شود و نتایج بازتاب موج برای زوایای مختلف مورد بررسی قرار



(الف)



(ب)

شکل ۷: حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی فراسطح قطبیده با زاویه تابش ۰ درجه و زاویه بازتاب ۶۰ درجه.

$$\Delta H_{y\tau} = -(H_{iy\tau}) = \frac{\cos \theta_a}{\eta} e^{jky \sin \theta_a} \quad (الف-۱۸)$$

$$H_{y\tau,av} = \frac{1}{\tau} (H_{iy\tau}) = -\frac{\cos \theta_a}{\tau \eta} e^{jky \sin \theta_a}$$

$$\Delta H_{z\tau} = -(H_{iz\tau}) = \frac{\Gamma}{\eta} e^{jky \sin \theta_b} \quad (ب-۱۸)$$

$$H_{z\tau,av} = \frac{1}{\tau} (H_{iz\tau}) = -\frac{\Gamma}{\tau \eta} e^{jky \sin \theta_b}$$

$$\Delta E_{y\tau} = -(E_{ry\tau}) = \Gamma \cos \theta_b e^{jky \sin \theta_b} \quad (ج-۱۸)$$

$$E_{y\tau,av} = \frac{1}{\tau} (E_{ry\tau}) = -\frac{\Gamma}{\tau} \cos \theta_b e^{jky \sin \theta_b}$$

$$\Delta E_{z\tau} = -(E_{iz\tau}) = e^{jky \sin \theta_a} \quad (د-۱۸)$$

$$E_{z\tau,av} = \frac{1}{\tau} (E_{iz\tau}) = -\frac{1}{\tau} e^{jky \sin \theta_a}$$

با جایگزین کردن (۱۷) و (۱۸) در (۱۶)، نهایتاً توابع حساسیت الکتریکی و مغناطیسی همان‌طور که در زیر نشان داده شده است، به دست می‌آیند

$$\chi_{ee}^{yy} = \frac{\gamma \cot \alpha y}{k_o \cos \theta_b} \quad (الف-۱۹)$$

$$\chi_{ee}^{zz} = \frac{\gamma \cos \theta_b \cot \alpha y}{k_o} \quad (ب-۱۹)$$

۵-۲ تحقیق ذرات پراکنده‌گر

تحقق فیزیکی فراسطوح پیچیده است و شامل سه رویکرد اصلی است. در این رویکردها، توابع حساسیت به سلول‌های واحد گسسته تبدیل می‌شوند که ممکن است زمان‌بر و دشوار باشد. این سلول‌ها با استفاده از نرم‌افزارهای شبیه‌سازی برای محاسبه پارامترهای پراکندگی مورد بررسی قرار می‌گیرند. سپس پارامترهای فیزیکی ذرات پراکنده‌گر از طریق تبدیل پارامترهای حساسیت به تابع پراکندگی به دست می‌آیند و طراحی بهینه با تنظیم این پارامترها از طریق تحلیل پارامتریک یا بهینه‌سازی استاندارد انجام می‌شود. در پایان، چند سلول واحد متداول برای طراحی فراسطوح بررسی می‌شود.

۵-۲-۱ مدل صلیب

فراسطوح تشکیل شده از پراکنده‌گرهای فلزی به طور معمول بر روی بسترهای دی‌الکتریک پیشنهاد می‌شوند و استفاده از چند لایه، تعداد درجات آزادی را افزایش می‌دهد و به ویژگی‌های بهبودیافته‌ای مانند پهنای باند بیشتر و دامنه پوشش فاز وسیع‌تر (π_r) برای سلول واحد می‌انجامد [۴۲]. یکی از اشکال رایج برای ذرات پراکنده‌گر، صلیب اورشلیم است که در شکل ۱۰-الف نشان داده شده است. این شکل مزیت پاسخ‌های جداگانه را برای پلاریزاسیون‌های x و y دارد که به ساده‌تر شدن تحقق آن کمک می‌کند.

۵-۲-۲ پراکنده‌گرهای دی‌الکتریک

روش دوم پیاده‌سازی بر پایه ذرات پراکنده‌گر تمام دی‌الکتریک است. رزوناتورهای دی‌الکتریک دارای هر دو نوع رزونانس الکتریکی و مغناطیسی هستند. یک سلول واحد معمولی در شکل ۱۰-ب نشان داده شده که شامل استوانه‌های دی‌الکتریک با مقطع دایره‌ای و گذردهی نسبی ϵ_{r1} در بستر با گذردهی نسبی ϵ_{r2} است. با تنظیم ابعاد فیزیکی رزوناتور و نسبت گذردهی $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2}$ ، می‌توان رزونانس‌های الکتریکی و مغناطیسی را ادغام کرد [۴۳].

۶- نتیجه‌گیری

همان گونه که می‌دانیم، طراحی سطوح ساده با استفاده از روش گرادیان فاز، کارایی محدودی در کنترل بازتاب بدون ایجاد امواج ناخواسته دارند. در بسیاری از مقالات برای حل این مشکل به توسعه فراسطوح پیشرفته پرداخته شده است. مقاله حاضر بر روی طراحی یک فراسطح با قابلیت تغییر قطبش متمرکز بوده؛ به طوری که بتواند موج ورودی به سطح را بدون ایجاد امواج ناخواسته به صورت ایده‌آل منعکس نماید. در این مقاله، ما یک مدل ریاضی برای این سطح ارائه نمودیم که مبتنی بر شرایط انتقال صفحه‌ای تعمیم‌یافته (GSTCs) و تانسورهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی سطحی بود. این مدل ریاضی نسبت به روش‌های سنتز دیگر، دقیق‌تر و نزدیک‌تر به ویژگی‌های واقعی سطح است. فراسطح به‌دست‌آمده در این مقاله، عمدتاً بدون تلفات، غیرفعال، تک‌ناهمسانگرد و هم‌پاسخ است. همچنین ما عملکرد این سطح را با نمونه‌های معمول فراسطوح با استفاده از شبیه‌سازی تمام موج مقایسه کردیم. این مقاله می‌تواند در مراحل اولیه سنتز فراسطوح منعکس‌کننده ایده‌آل مفید واقع شود. مرحله بعد از این طراحی عبارت است از ایجاد پیوند مناسب بین توابع ریاضی حساسیت الکتریکی و مغناطیسی و فراسطوح واقعی که از آرایه‌ای از سلول‌های واحد پراکنده‌گر تشکیل شده است.

می‌گیرد. ما زاویه موج ورودی را 14° انتخاب کردیم و چهار فراسطح را برای انعکاس این موج با زوایای 3° ، 45° ، 60° و 70° طراحی کردیم. همان طور که در شکل ۹ دیده می‌شود با افزایش زاویه انعکاس، حضور امواج ناخواسته افزایش می‌یابد؛ اما این افزایش در فراسطوح قطبیده در مقایسه با فراسطوح مبتنی بر گرادیان فاز بسیار کمتر و حتی ناچیز است.

تا جایی که نویسندگان مقاله اطلاع دارند، هنوز مدل ریاضی مبتنی بر GSTCs برای یک سطح با انعکاس کامل ارائه نشده است. در [۳۶]، پارامترهای حساسیت الکتریکی و مغناطیسی برای یک سطح مشخص شده‌اند، اما این سطح در واقع اولاً یک انتقال‌دهنده ایده‌آل است و ثانیاً ساختار این سطح به صورت دونا همسانگرد است. اما در کاری که در این مقاله انجام شده است، پارامترهای سطحی برای سطحی که انعکاس‌دهنده خالص است، مورد بررسی قرار گرفته‌اند. این اقدام به دلیل اهمیت کاربردی آنها در سیستم‌های مخابراتی هوشمند (RIS) صورت گرفته است. ساختار سطح به‌دست‌آمده در این مقاله نیز تک‌ناهمسانگرد است که پیچیدگی آن به مراتب کمتر از سطح با ساختار دونا همسانگرد می‌باشد.

۵- نحوه پیاده‌سازی و سایر ملاحظات مربوط

تاکنون به سنتز ریاضی فراسطوح و یافتن حساسیت‌های الکتریکی و مغناطیسی بر اساس میدان‌های مشخص پرداخته‌ایم. اکنون می‌خواهیم بررسی کنیم چگونه این حساسیت‌ها می‌توانند به شکل ذرات پراکنده‌گر مرتبط شوند. اینجا مختصری از عبارات ریاضی که حساسیت‌ها را به ذرات پراکنده‌گر مرتبط می‌کنند، ارائه و تحقق این ذرات را بررسی می‌کنیم.

۵-۱ تبدیل مدل ریاضی حساسیت الکتریکی و

مغناطیسی به مدل پراکندگی سطح

روابط صریح بین حساسیت‌های مماسی و پارامترهای پراکندگی در یک فراسطح ناهمسانگرد که با محیط‌های مختلف احاطه شده و امواج صفحه‌ای عمودی به آن تابیده می‌شود، به صورت ماتریس زیر بیان می‌گردد [۳۳] و [۴۱]

$$\bar{S} = \bar{M}_1^{-1} \bar{M}_\tau \quad (20)$$

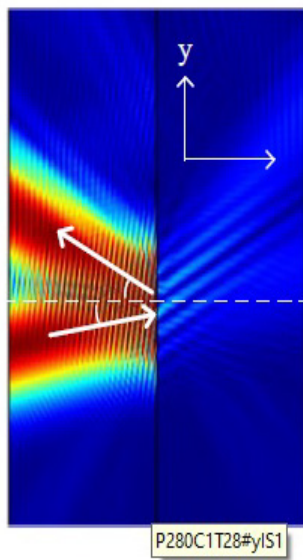
که ماتریس پارامترهای پراکندگی (\bar{S}) به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\bar{S} = \begin{pmatrix} \bar{S}_{11} & \bar{S}_{12} \\ \bar{S}_{21} & \bar{S}_{22} \end{pmatrix} \quad (21)$$

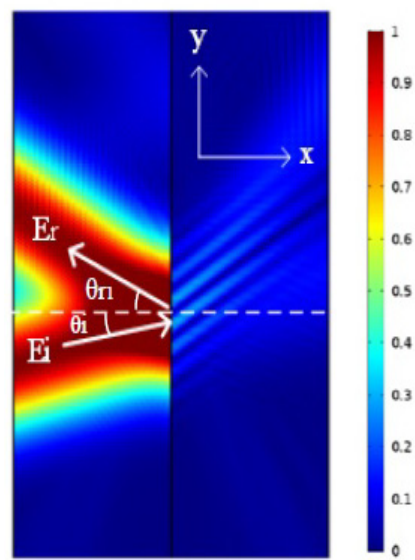
و ماتریس‌های M_1 و M_τ به صورت زیر بیان می‌شوند [۳۳]

$$\bar{M}_1 = \begin{pmatrix} \bar{N}_\tau - \frac{\tilde{\chi}_{ee}}{2} + \frac{\tilde{\chi}_{em} \bar{N}_1}{2\eta_1} & \bar{N}_\tau - \frac{\tilde{\chi}_{ee}}{2} + \frac{\tilde{\chi}_{em} \bar{N}_1}{2\eta_\tau} \\ \eta_1 & 2\eta_\tau \\ -\bar{N}_1 \bar{N}_\tau - \frac{\tilde{\chi}_{me}}{2} + \frac{\tilde{\chi}_{mm} \bar{N}_1}{2\eta_1} & \bar{N}_1 \bar{N}_\tau - \frac{\tilde{\chi}_{me}}{2} - \frac{\tilde{\chi}_{mm} \bar{N}_1}{2\eta_\tau} \end{pmatrix} \quad (22)$$

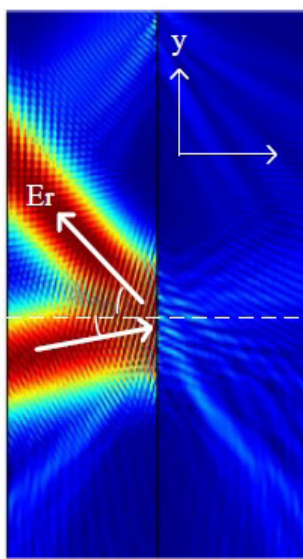
$$\bar{M}_\tau = \begin{pmatrix} \bar{N}_\tau + \frac{\tilde{\chi}_{ee}}{2} + \frac{\tilde{\chi}_{em} \bar{N}_1}{2\eta_1} & \bar{N}_\tau + \frac{\tilde{\chi}_{ee}}{2} - \frac{\tilde{\chi}_{em} \bar{N}_1}{2\eta_\tau} \\ \eta_1 & 2\eta_\tau \\ \bar{N}_1 \bar{N}_\tau + \frac{\tilde{\chi}_{me}}{2} + \frac{\tilde{\chi}_{mm} \bar{N}_1}{2\eta_1} & -\bar{N}_1 \bar{N}_\tau + \frac{\tilde{\chi}_{me}}{2} - \frac{\tilde{\chi}_{mm} \bar{N}_1}{2\eta_\tau} \end{pmatrix} \quad (23)$$



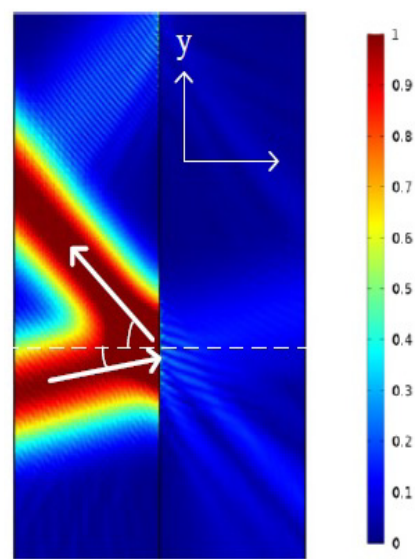
(ا)



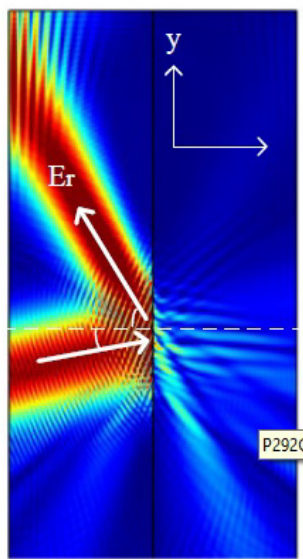
(الف)



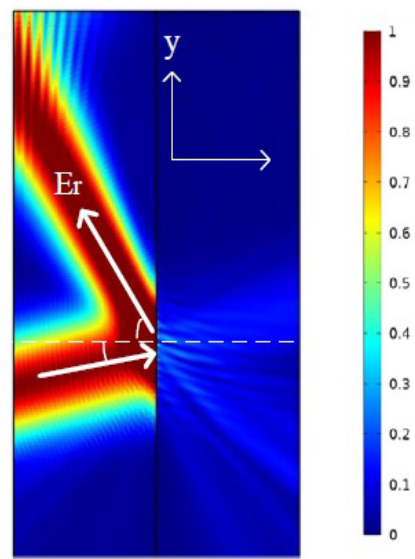
(ج)



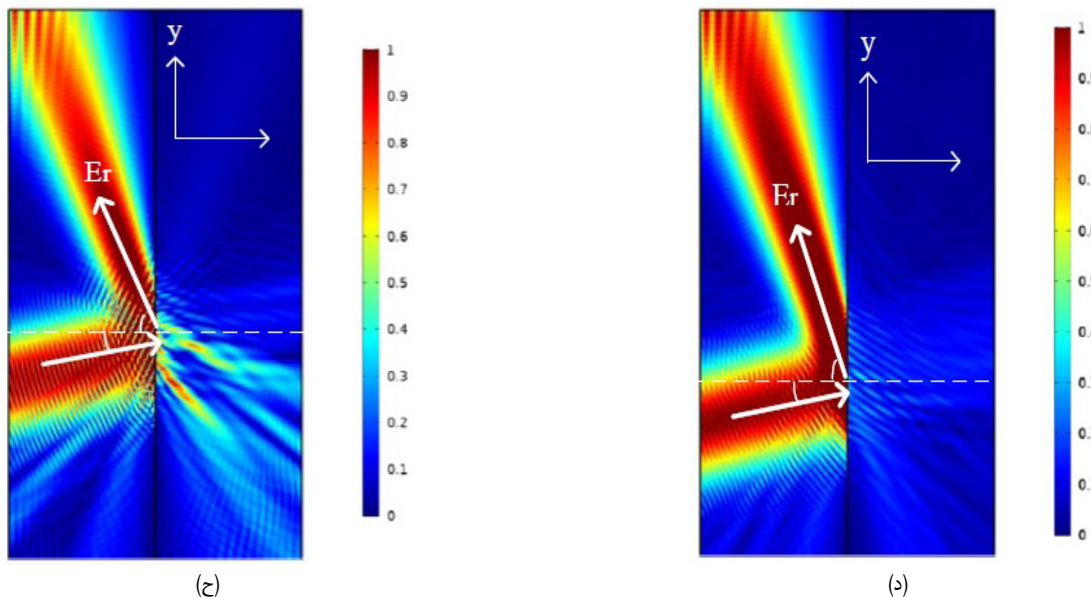
(ب)



(ی)



(ز)



شکل ۹: قدر مطلق میدان الکتریکی کل (V/m) شبیه‌سازی‌شده توسط COMSOL. (الف) تا (د) مربوط به فراسطح قطبیده و (ه) تا (ح) فراسطح گردایان فاز است؛ به طوری که $\theta_i = 14^\circ$ است و θ_r تا $\theta_r = 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ و 70° درجه هستند.

[8] Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 11, pp. 5394-5409, Nov. 2019.

[9] N. Yu, "Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction," *Science*, vol. 334, no. 6054, pp. 333-337, 1 Sept. 2011.

[10] N. K. Grady, J. E. Heyes, D. R. Chowdhury, Y. Zeng, M. T. Reiten, A. K. Azad, A. J. Taylor, D. A. R. Dalvit, and H. T. Chen, "Terahertz metamaterials for linear polarization conversion and anomalous refraction," *Science*, vol. 340, no. 6138, pp. 1304-1307, 16 May 2013.

[11] M. I. Shalae, *et al.*, "High-efficiency all-dielectric metasurfaces for ultracompact beam manipulation in transmission mode," *Nano Lett.*, vol. 15, no. 9, pp. 6261-6266, 2015.

[12] S. E. Hosseini, *et al.*, "Digital metasurface based on graphene: an application to beam steering in terahertz plasmonic antennas," *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 18, pp. 734-746, 2019.

[13] R. Kargar, K. Rouhi, and A. Abdolali, "Reprogrammable multifocal THz metalens based on metal-insulator transition of VO2-assisted digital metasurface," *Opt. Commun.*, vol. 462, Article ID: 125331, May 2020.

[14] V. S. Asadchy, *et al.*, "Perfect control of reflection and refraction using spatially dispersive metasurfaces," *Phys. Rev. B*, vol. 94, Article ID: 075142, Aug. 2016.

[15] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, Wiley, 2008.

[16] F. Liu, D. H. Kwon, and S. A. Tretyakov, "Reflectarrays and metasurface reflectors as diffraction gratings," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 65, no. 3, pp. 21-32, Jun. 2023.

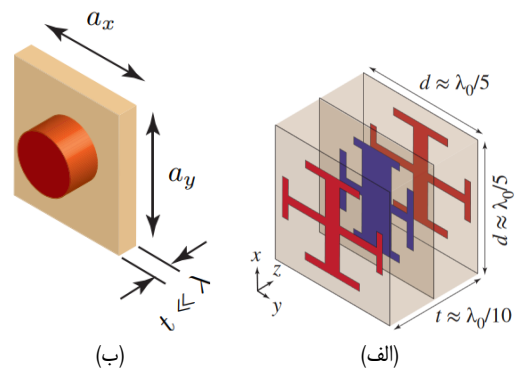
[17] M. Di Renzo, F. H. Danufane, and S. Tretyakov, "Communication models for reconfigurable intelligent surfaces: from surface electromagnetics to wireless networks optimization," *Proc. of the IEEE*, vol. 110, no. 9, pp. 1164-1209, Sept. 2021.

[18] A. Diaz-Rubio and S. Tretyakov, "Macroscopic modeling of anomalously reflecting metasurfaces: angular response and far-field scattering," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 10, pp. 6560-6571, Oct. 2021.

[19] V. Degli-Esposti, E. M. Vitucci, M. Di Renzo, and S. A. Tretyakov, "Reradiation and scattering from a reconfigurable intelligent surface: a general macroscopic model," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, no. 10, pp. 8691-8701, Oct. 2022.

[20] A. Diaz-Rubio, V. Asadchy, A. Elsakka, and S. Tretyakov, "From the generalized reflection law to the realization of perfect anomalous reflectors," *Science Advances*, vol. 3, no. 8, Article ID: 1602714, 11 Aug. 2017.

[21] N. Estakhri and A. Alu, "Wave-front transformation with gradient metasurfaces," *Physical Review X*, vol. 6, no. 4, Article ID: 041008, 2016.



شکل ۱۰: نمونه‌هایی از سلول‌های واحد برای طراحی فراسطح، (الف) سلول واحد با سه صلیب اورشلیم فلزی (PEC) که توسط لایه‌های دی‌الکتریک از هم جدا شده‌اند [۴۲] و (ب) سلول واحد فراسطح تمام دی‌الکتریک که شامل یک رزوناتور دی‌الکتریک جاسازی‌شده در یک زیرلایه با ثابت دی‌الکتریک متفاوت است [۴۳].

مراجع

[1] A. Araghi, "Reconfigurable intelligent surface (RIS) in the sub-6 GHz band: design, implementation, and real-world demonstration," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 2646-2655, 2022.

[2] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M. Alouini, and R. Zhang, "Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 116753-116773, 2019.

[3] Q. Wu, S. Zhang, B. Zheng, C. You, and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface aided wireless communications: tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 69, no. 5, pp. 3313-3351, May 2021.

[4] S. B. Glybovski, S. A. Tretyakov, P. A. Belov, Y. S. Kivshar, and C. R. Simovski, "Metasurfaces: from microwaves to visible," *Phys. Rep.*, vol. 634, pp. 1-72, May 2016.

[5] M. Di Renzo, "Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 38, no. 11, pp. 2450-2525, Nov. 2020.

[6] M. Di Renzo, F. H. Danufane, and S. Tretyakov, *Communication Models for Reconfigurable Intelligent Surfaces: From Surface Electromagnetics to Wireless Networks Optimization*, <https://arxiv.org/abs/2110.00833>, 2021.

[7] C. Huang, A. Zappone, G. C. Alexandropoulos, M. Debbah, and C. Yuen, "Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 8, pp. 4157-4170, Aug. 2019.

- of refracting metasurfaces without spurious diffraction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 3, pp. 1321-1330, Mar. 2018.
- [37] S. Sun, *et al.*, "High-efficiency broadband anomalous reflection by gradient meta-surfaces," *Nano Lett.*, vol. 12, no. 12, pp. 6043-6506, Dec. 2012.
- [38] A. Pors, M. G. Nielsen, R. L. Eriksen, and S. I. Bozhevolnyi, "Broadband focusing flat mirrors based on plasmonic gradient metasurfaces," *Nano Lett.*, vol. 13, no. 2, pp. 829-834, Feb. 2013.
- [39] M. Kim, A. M. H. Wong, and G. V. Eleftheriades, "Optical Huygens metasurfaces with independent control M. Veysi, C. Guclu, O. Boyraz, and F. Capolino, "Thin anisotropic metasurfaces for simultaneous light focusing 2015.
- [40] K. Achouri and O. J. F. Martin, "Fundamental properties and classification of polarization converting bianisotropic metasurfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 9, pp. 5653-5663, Sept. 2021.
- [41] K. Achouri and C. Caloz, *Electromagnetic Metasurfaces: Theory and Applications*, Wiley-IEEE Press, 2021.
- [42] K. Achouri, *et al.*, "Synthesis of electromagnetic metasurfaces: principles and illustrations," *EPJ Appl. Metamater.*, vol. 2, no. 12, Article ID: 2015016, Jan. 2015.
- [22] D. H. Kwon, "Lossless scalar metasurfaces for anomalous reflection based on efficient surface field optimization," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 1149-1152, Jul. 2018.
- [23] J. Budhu and A. Grbic, "Perfectly reflecting metasurface reflectarrays: mutual coupling modeling between unique elements through homogenization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 1, pp. 122-134, Jan. 2021.
- [24] X. Wang, A. Diaz-Rubio, and S. A. Tretyakov, "Independent control of multiple channels in metasurface devices," *Phys. Rev. Applied*, vol. 14, Article ID: 024089, Aug. 2020.
- [25] D. H. Kwon, "Planar metasurface design for wide-angle refraction using interface field optimization," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 428-432, Apr. 2021.
- [26] O. Rabinovich and A. Epstein, "Analytical design of printed circuit board (PCB) metagratings for perfect anomalous reflection," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 8, pp. 4086-4095, Aug. 2018.
- [27] O. Rabinovich, I. Kaplon, R. Reis, and A. Epstein, "Experimental demonstration and in-depth investigation of analytically designed anomalous reflection metagratings," *Phys. Rev. B*, vol. 99, Article ID: 125101, Mar. 2019.
- [28] O. Rabinovich and A. Epstein, "Arbitrary diffraction engineering with multilayered multielement metagratings," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 3, pp. 1553-1568, Mar. 2020.
- [29] C. Pfeiffer and A. Grbic, "Bianisotropic metasurfaces for optimal polarization control: analysis and synthesis," *Phys. Rev. Applied*, vol. 2, Article ID: 044011, Oct. 2014.
- [30] M. Selvanayagam and G. Eleftheriades, "Polarization control using tensor Huygens surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 12, pp. 6155-6168, Dec. 2014.
- [31] T. Niemi, A. Karilainen, and S. Tretyakov, "Synthesis of polarization transformers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 3102-3111, Jun. 2013.
- [32] M. A. Salem and C. Caloz, "Manipulating light at distance by a metasurface using momentum transformation," *Opt. Express*, vol. 22, no. 12, pp. 14530-14534, Jun. 2014.
- [33] K. Achouri, M. A. Salem, and C. Caloz, "General metasurface synthesis based on susceptibility tensors," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 7, pp. 2977-2991, Jul. 2015.
- [34] X. Jia, X. Dang, X. Pan, and M. Wang, "Metasurfaces design using primary elements and characteristic models: connection between SSM/SPM and circuit quantities," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 71, no. 3, pp. 2837-2842, Mar. 2023.
- [35] G. Cai, X. Liu, T. Shen, *et al.*, "A full-vectorial spectral element method with generalized sheet transition conditions for high-efficiency metasurface/metamaterial simulation," *IEEE Trans Antenn Propag.*, vol. 71, no. 3, pp. 2652-2660, Mar. 2023.
- [36] G. Lavigne, K. Achouri, V. S. Asadchy, S. A. Tretyakov, and C. Caloz, "Susceptibility derivation and experimental demonstration
- الهام مرادی** در سال ۱۳۶۶ در کرمان متولد شد. وی مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه شهید باهنر کرمان به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۹ و ۱۳۹۳ دریافت کرد. وی از سال ۱۳۹۶ دوره دکتری خود را در رشته مهندسی برق در دانشگاه یزد آغاز کرده است. همچنین، در سال‌های ۱۴۰۱ تا ۱۴۰۲ او به‌عنوان پژوهشگر فرصت مطالعاتی در دانشگاه کنکوریدیا، کانادا، فعالیت داشته است. زمینه‌های پژوهشی فعلی او شامل فناوری تقسیم توان مایکروویو، دستگاه‌ها، مدارها و سیستم‌های غیرفعال مایکروویو، فراسطوح، و مخابرات نسل پنجم (5G) و بالاتر است.
- مسعود موحدی** در سال ۱۳۷۷ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی شریف و در سال‌های ۱۳۷۹ و ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی ارشد و مدرک دکتری مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی امیرکبیر دریافت نمود. نام‌برده از سال ۱۳۸۶ تا سال ۱۳۹۲ در بخش مهندسی برق دانشگاه شهید باهنر کرمان به‌عنوان عضو هیأت علمی مشغول به فعالیت بود. دکتر موحدی از سال ۱۳۹۲ تاکنون عضو هیأت علمی دانشکده مهندسی برق دانشگاه یزد می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند روش‌های عددی در الکترومغناطیس، آنتن‌ها، ساختارهای غیرفعال مایکروویو و ساختارهای پیچیده الکترومغناطیسی مانند فرامواد فراسطوح می‌باشد.