

Pattern Synthesis of Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antennas Using Optimization Algorithm

Farnoosh Heidari, *Ph.D. Student*, Zahra Adelpour, *Assistant Professor*, Nasser Parhizgar, *Assistant Professor*

Department of Electrical Engineering- Shiraz Branch, Islamic Azad University, Shiraz, Iran
frnsh_heidari@yahoo.com, adelpour@aut.ac.ir, parhizgar@iaushiraz.ac.ir

Abstract

In the modern era, the antennas with cosecant squared pattern play a significant role in radar applications. These applications are used to cover an airspace to search for targets and estimate their height. In this article, a method is proposed for the synthesis of cosecant squared pattern using leaky wave antenna. The principal mechanism in the leaky wave antennae is wave attenuation due to power leakage while the wave propagates through the structure. Thus, by controlling the leakage and phase constants along the length of the structure, one can synthesize the desired radiation patterns. We have used the genetic algorithm to optimize the leakage constant and obtain the desired cosecant squared pattern in the range of 10 to 30 degrees. Conformity in simulation results and measured results indicates accuracy in the design process. The proposed method obtains the desired pattern with a ripple of less than 2 dB in the designated area and side lobe level less than -18 dB, which makes the antenna suitable for radar applications.

Keywords: cosecant squared pattern, leakage rate, leaky wave antenna, side lobe level, substrate integrated waveguide

Received: 26 August 2021

Revised: 11 January 2022

Accepted: 24 February 2022

Corresponding Author: Dr. Zahra Adelpour

Citation: F. Heidari, Z. Adelpour, N. Parhizgar, "Pattern synthesis of substrate integrated waveguide leaky-wave antennas using optimization algorithm", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 14, no. 55, pp. 117-128, December 2023 (in Persian).

سنترز نمایه آنتن‌های موج نشستی بر پایه موج بر زیرلایه با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی

فرنوش حیدری، دانشجوی دکتری، زهرا عادل‌پور، استادیار، ناصر پرهیزگار، استادیار

گروه مهندسی برق - واحد شیراز، دانشگاه آزاد اسلامی، شیراز، ایران
frnsh_heidari@yahoo.com, adelpoure@aut.ac.ir, nasserpar@yahoo.com

چکیده: در عصر جدید تکنولوژی، آنتن با نمایه مجذور کسکانت، نقش مهمی در کاربردهای راداری ایفا می‌کند که می‌توان به کاربرد آنها برای پوشش یک منطقه هوایی جهت جستجوی اهداف و تخمین ارتفاع آنها اشاره کرد. در این مقاله روشی جهت سنترز نمایه مجذور کسکانت با استفاده از آنتن موج نشستی ارائه شده است. آنتن‌های موج نشستی گونه‌ای از آنتن‌ها هستند که مکانیسم اصلی آنها تضعیف موج با نشت توان هم‌زمان با انتشار موج در طول ساختار است؛ لذا با کنترل ثابت نشت و ثابت فاز در طول ساختار می‌توان به سنترز نمایه‌های تشعشی موردنظر رسید. در این پژوهش از الگوریتم ژنتیک جهت بهینه‌سازی ثابت نشت جهت دستیابی به نمایه مجذور کسکانت در محدوده ۱۰ تا ۳۰ درجه استفاده شده است. تطابق در نتایج شبیه‌سازی و نتایج اندازه‌گیری شده بیانگر دقت در روند طراحی است. روش پیشنهادی، نمایه موردنظر را با ریبیل کمتر از ۲ دسیبل در ناحیه تعیین شده و گلبرگ‌های کناری کمتر از ۱۸- دسیبل به‌دست می‌آورد که آنتن را برای کاربردهای راداری مناسب می‌سازد.

واژه‌های کلیدی: آنتن موج نشستی، سطح گلبرگ‌های کناری، موج بر مجتمع شده زیرلایه، نرخ نشت، نمایه مجذور کسکانت

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۶/۴

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۱۰/۲۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۵

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر زهرا عادل پور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: شیراز - کیلومتر ۵ شهر صدرا - پردیس دانشگاه آزاد اسلامی شیراز

۱- مقدمه

آنتن‌هایی با نمایه‌های شکیل^۱ نقش مهمی در کاربردهای راداری و ماهواره‌ای ایفا می‌کنند، از این‌رو از دیرباز تاکنون مورد توجه پژوهشگران قرار گرفته‌اند [۱-۶]. در میان آن‌ها آنتن‌هایی با نمایه مجذور کسکانت^۲ که اغلب در سیستم‌هایی از قبیل رادارهای جستجوی هوایی جهت دستیابی به ارتفاع پرنده از سطح زمین و همچنین در سیستم‌های دسترسی چندگانه مورد استفاده قرار می‌گیرند به صورت خاص مورد توجه بسیاری از محققان هستند [۷،۸]. در این سیستم‌ها تلفات فضای آزاد^۳ به وسیله نمایه آنتن^۴ جبران می‌شود که منجر به ردگیری دقیق هدف می‌گردد. در سال‌های اخیر، آنتن‌های موج نشتی^۵ (LWA) به جهت داشتن خصوصیت‌هایی مانند ساختار ساده، مکانیسم تغذیه آسان و بهره بالا کاندیدهای خوبی برای کاربردهای راداری محسوب می‌شوند [۹-۱۴]. به وسیله کنترل مناسب مشخصات انتشار در طول آنتن، آنتن موج نشتی طراحی و سنتر می‌شود. پژوهش‌های متعددی در این زمینه تاکنون انجام گرفته است. برخی از این مطالعات در راستای کاهش قطبش متعامد^۶ [۱۵،۱۶] و برخی کاهش سطح گلبرگ کناری^۷ [۱۷،۱۸] هستند و در بعضی موارد روی سنتر نمایه مورد نظر کار شده است [۱۹،۲۰]. از آنجایی که تاکنون مطالعات زیادی روی سنتر نمایه مجذور کسکانت با ساختار موج نشتی صورت نگرفته و تنها مطالعه‌ای که انجام شده مربوط به سنتر نمایه مذکور در ساختار منحنی شکل از این نوع آنتن بوده است [۲۱] و این در حالی است که به کارگیری یک ساختار خمیده، به دلیل مشکلات دقت مورد نیاز و هزینه بالا در ساخت و همچنین با توجه به شکل ظاهری و حجم آنتن، جهت بسیاری از کاربردها مناسب نیست؛ لذا برای اولین بار نویسندگان در این مقاله روشی جهت سنتر نمایه مجذور کسکانت با ساختار مسطح و با روش بهینه‌سازی ارائه می‌دهند. با این حال در راستای ساختارهای متفاوتی که برای دستیابی به نمایه مجذور کسکانت به کار رفته است می‌توان این مقایسه را داشت که در این طراحی به دلیل سطح مقطع کوچک و اتصال آسان با مدارهای مسطح، تکنولوژی موج‌بر مجتمع شده بر پایه زیرلایه به کار گرفته شده است که این امر باعث مزیت این ساختار در مقایسه با ساختارهای دیگر می‌گردد. الگوریتم بهینه‌سازی به کار برده شده، توزیع روزنه آنتن موج نشتی را برای شکل‌دادن نمایه به صورت مجذور کسکانت در زاویه ۱۰ تا ۳۰ درجه مناسب می‌سازد. نتایج به دست آمده نشان دهنده این است که نمایه حاصله دارای ریبیل کمتر از ۲ دسیبل در محدوده مورد نظر و با سطح گلبرگ‌های کناری کمتر از ۱۸- دسیبل است که آنتن را جهت کاربردهای راداری مناسب می‌سازد. ساختار مقاله به این شرح است. پس از بیان مسئله و اهمیت موضوع، در قسمت دوم تئوری مد موج نشتی بیان می‌شود. در قسمت سوم به سنتر نمایه مجذور کسکانت آنتن موج نشتی اشاره می‌شود که در این قسمت دوره تناوب و طول بخش‌ها و آفست شکاف‌ها در هر بخش تعیین می‌گردد. در قسمت چهارم نتایج حاصل از شبیه‌سازی و ساخت آنتن مورد بررسی قرار گرفته است. در قسمت پنجم نتیجه‌گیری کلی از طرح پیشنهادی بیان می‌شود.

۲- تئوری مد موج نشتی

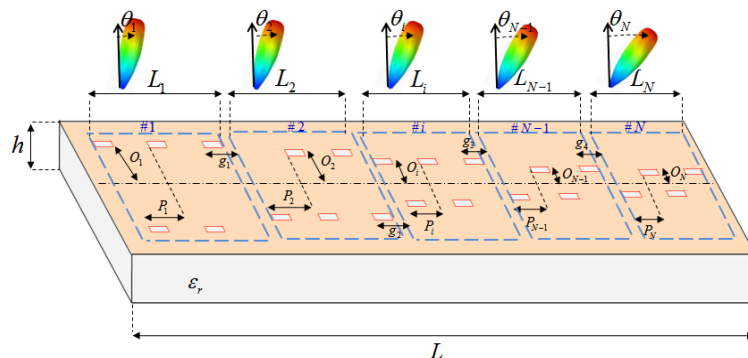
در یک آنتن موج نشتی، با هدایت موج در طول ساختار، موج تابش می‌کند. در شکل (۱)، ساختار آنتن موج نشتی بر پایه موج‌بر مجتمع شده بر زیرلایه^۸ نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود شکاف‌ها با آفست O و دوره تناوب P برای تولید نشی مناسب در نظر گرفته شده است. مسیر انتشار در اجرای آنتن تعیین‌کننده است و می‌تواند از تئوری مشهور فلوک به دست آورده شود. مطابق با این تئوری، شکاف‌ها هارمونی‌های مناسب با ثابت انتشار^۹ (K_n) تولید می‌کنند که به جریان‌های عبوری از ساختار مرتبط می‌شوند [۲۲]:

$$K_n = \beta_n + i\alpha = \beta_0 + \frac{2n\pi}{p} + i\alpha \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1)$$

که در آن α ثابت نشی^{۱۰} ساختار، β_0 عدد موج مد بنیادی^{۱۱}، β_n ثابت فاز هارمونیک nام در ساختار و p دوره تناوب شکاف‌ها هستند. برای اینکه فقط یک مد تابش موجود باشد، دوره تناوب طوری انتخاب می‌شود که فقط هارمونیک فضایی در n برابر ۱- تابش شود. زاویه نمایه (θ_m) این مد از رابطه (۲) به دست می‌آید [۲۳] که در این رابطه k_0 عدد موج فضای آزاد است:

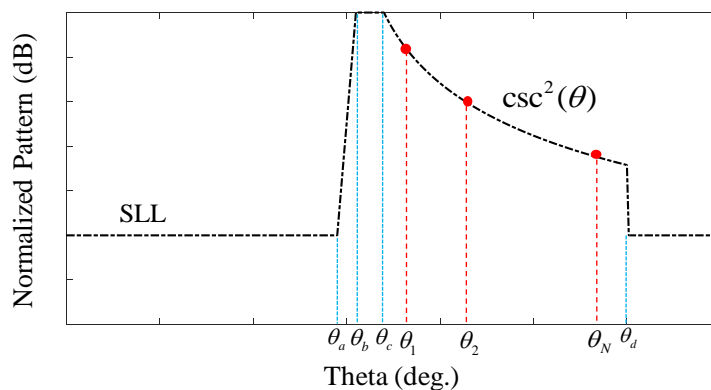
$$\sin\theta_m = \frac{\beta_{-1}}{k_0} \quad (2)$$

θ_N نمونه‌برداری می‌شود که هر کدام متناظر با نمایه یک بخش هستند [شکل (۳)]. با توجه به رابطه (۳)، با داشتن عرض نمایه در هر بخش، طول آن بخش که اولین پارامتر موردنظر در طراحی است به دست می‌آید و با توجه به رابطه‌های (۱) و (۲)، دومین پارامتر مؤثر در تشعشع یعنی دوره تناوب هر بخش از روی زاویه نمایه مشخص می‌گردد. به هر حال با توجه به رابطه (۳)، دوره تناوب می‌تواند روی طول اثر داشته باشد، بنابراین دوره تناوب هر بخش باید در ابتدا تعیین گردد. در این راستا می‌توان از نرم‌افزار HFSS برای به دست آوردن رابطه بین زاویه نمایه و دوره تناوب استفاده نمود. یک مطالعه پارامتری انجام شده که در آن دوره تناوب یک آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه تغییر کرده و زاویه نمایه مشاهده می‌گردد [شکل (۱)] که ابعاد آنتن در نظر گرفته شده به این شرح است. زیرلایه RO4003 با ضریب دی‌الکتریک 3.38 و ارتفاع 0.8 میلی‌متر انتخاب شده است. طول و عرض شکاف‌ها به ترتیب 9 میلی‌متر و 1 میلی‌متر است. نتایج در شکل (۴) نمایش داده شده است. با توجه به این شکل، با افزایش دوره تناوب نمایه از محور عمودی آنتن دور می‌شود. با تعیین N نمونه از ناحیه شکیل یعنی θ_1 تا θ_N و با استفاده از این نمودار می‌توان دوره تناوب هر بخش را تعیین کرد [شکل (۳)]. بعد از تعیین دوره تناوب بخش‌ها با استفاده از رابطه (۳)، طول هر بخش به دست می‌آید. برای محاسبه دقیق این پارامتر در هر بخش، از نرم‌افزار HFSS استفاده می‌شود. در نهایت مجموعه‌ای از آنتن‌های موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه شبیه‌سازی می‌شود که هر کدام مربوط به یک بخش و با دوره تناوب مختص به آن است. برای هر ساختار، طول طوری تنظیم می‌شود که بخش‌ها دارای مقدار سمت‌گرایی یکسان باشند. در اینجا برای دوره تناوب نشان داده شده در شکل (۴)، مجموعه‌ای از آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه شبیه‌سازی و طول هر ساختار برای رسیدن به سمت‌گرایی 12 دسیبل به دست آورده شده است. نتایج در شکل (۵) نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود برای دوره تناوب بالای 12 میلی‌متر، طول روندی افزایشی دارد و زیر 12 میلی‌متر طول به‌طور ناگهانی و قابل توجه زیاد می‌شود که این به دلیل اثر شکاف باند ساختار است. بر این اساس، برای زاویه‌های نمایه اطراف محور آنتن، سمت‌گرایی آنتن موج نشستی کاهش می‌یابد، بنابراین جهت دست‌یابی به سمت‌گرایی مطلوب یک طول بلند مورد نیاز است که از نمودار شکل (۵) می‌توان استفاده نمود.



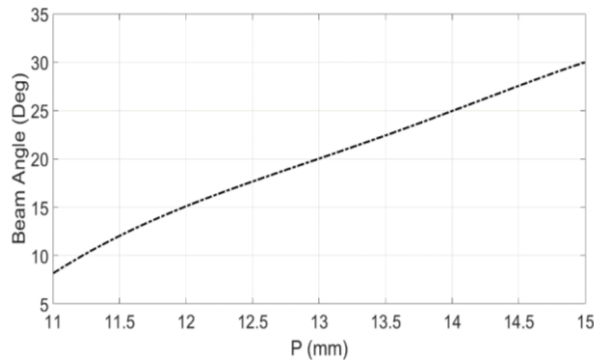
شکل (۲): ساختار آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه پیشنهادی برای دستیابی به نمایه مجذور کسکانت

Figure (2): The proposed SIW-LWA to achieve a cosecant-squared pattern

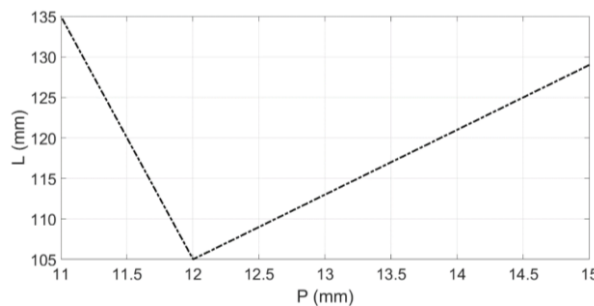


شکل (۳): نمایه مجذور کسکانت با تعریف کرانه‌ها

Figure (3): The cosecant-squared pattern with definition of boundaries



شکل (۴): ارتباط بین زاویه نمایه و دوره تناوب در آنتن موج نشستی بر پایه موج بر زیرلایه در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز
Figure (4): The relationship between the beam angle and SIW-LWA periodicity at 10 GHz



شکل (۵): رابطه بین طول و دوره تناوب آنتن موج نشستی بر پایه موج بر زیرلایه برای دستیابی به سطح سمت گرایی ۱۲ دسیبل در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز

Figure (5): The relationship between the length and the periodicity of SIW-LWA to achieve a directivity level of 12 dB at 10 GHz

۳-۲- تعیین آفست شکاف‌ها در هر بخش

همان‌طور که در قبل اشاره شد آفست شکاف هر بخش تعیین‌کننده نرخ نشت (α_i) آن بخش است. مقادیر α_i طوری تعیین می‌شوند که میدان الکتریکی تابش شده، یک نمای مجذور کسکانت را مابین θ_c و θ_d دنبال کند و این در میان یک پروسه بهینه‌سازی قابل دستیابی است. با داشتن مقادیر نشت هر بخش، آفست شکاف‌ها در هر بخش قابل حصول می‌شود. فرض کنید از محدوده موردنظر به تعداد M نقطه نمونه برداری شده است، مطابق با مبانی آنتن مورد طراحی، میدان دور حاصله از N بخش آنتن در m امین نمونه را می‌توان با رابطه (۵) محاسبه نمود:

$$E_{m-b} = \sum_{n=1}^N A_n E_{nm-b} \Psi_{nm} \quad (5)$$

دقت داشته باشید هنگامی که هر بخش با دامنه یک و فاز صفر تحریک می‌شود، در m امین نمونه میدان دور آنتن E_{nm-b} ایجاد می‌شود، این توسط شبیه‌سازی قابل حصول است. از آنجایی که ورودی هر کدام از بخش‌ها، اختلاف‌فازی نسبت به ورودی بخش قبل دارد، برای جبران تغییرات فاز در ورودی بخش‌ها می‌توان بر اساس مبانی آنتن تابع Ψ_{nm} را تعیین نمود:

$$\Psi_{nm} = \prod_{n=1}^N e^{jD_n(\beta + k_0 \sin(\theta))} \quad (6)$$

که در آن D_n فاصله ابتدای $(n-1)$ امین بخش تا ابتدای بخش n ام است، در نظر داشته باشید که D_1 برابر صفر است. توان نرمالیزه در m امین نمونه مطابق با رابطه (۷) به دست می‌آید:

$$P_m = P(\theta_m) = 20 \log |E_{m-b}| \quad (7)$$

در بهینه‌سازی مسئله، تابع هزینه $F(X)$ با رابطه (۸) مشخص می‌گردد:

$$F(X) = \left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M [P_m - P_d]^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

که در آن P_d توان مطلوب جهت دستیابی به نمایه مورد نظر در نمونه‌ها است، همچنین کروموزوم X نیز به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$X = [A_1, A_2, \dots, A_5] \quad (9)$$

تابع هزینه در همه نمونه‌ها خطای جذر میانگین مربعات^{۱۲} (RMS) را بین توان سنتز شده و طراحی شده (P_d) محاسبه می‌کند. با حداقل شدن تابع هزینه، نمایه شبیه‌سازی شده به نمایه طراحی شده در بهینه‌سازی نزدیک می‌شود. در طی بهینه‌سازی مقادیر A_i به گونه‌ای به دست می‌آیند که نمایه مورد نظر حاصل می‌شود. نکته قابل توجه این است که رابطه (۸) به وسیله هر الگوریتم جستجوی تصادفی می‌تواند به حداقل برسد. در بخش بعدی روش پیشنهادی مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۴- نتیجه‌گیری و بحث

در این بخش یک آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه طراحی و ساخته شده است. موج‌بر زیرلایه طراحی شده دارای عرض ۱۳/۳ میلی‌متر، ضخامت ۰/۸ میلی‌متر، قطر ویاها ۰/۳ میلی‌متر و فاصله ویاها ۰/۵ میلی‌متر است [۲۴]. تمامی بخش‌ها دارای ویاهای یکسان هستند. هدف نویسندگان سنتز یک نمایه مجذور کسکانت در بازه ۱۰ تا ۳۰ درجه و در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز است. با در نظر گرفتن شکل (۳) در این طراحی مرزهایی مانند θ_a برابر ۱- درجه، θ_b برابر ۱ درجه، θ_c برابر ۱۰ درجه، θ_d برابر ۳۰ درجه و سطح گلب‌گ‌های کناری^{۱۳} برابر ۱۸- دسیبل تعریف شده است. همان‌طور که در بخش قبل اشاره شد، در ابتدا دوره تناوب بخش‌ها باید معین گردند. نویسندگان یک آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه را در نظر گرفتند که شامل پنج بخش است (N برابر ۵ است). از این‌رو ناحیه تشکیل به پنج زاویه تقسیم شده که هر کدام زاویه نمایه یک بخش از آنتن هستند. با توجه به ناحیه در نظر گرفته شده برای مجذور کسکانت، این زوایا به این صورت تعریف می‌شوند: θ_1 برابر ۱۰ درجه، θ_2 برابر ۱۵ درجه، θ_3 برابر ۲۰ درجه، θ_4 برابر ۲۵ درجه و θ_5 برابر ۳۰ درجه. حال با توجه به شکل (۴) دوره تناوب بخش‌ها مشخص می‌شوند. این مقادیر در شکل (۶) ترسیم شده‌اند. با مشخص شدن مقادیر دوره تناوب، طول بخش‌ها با به کارگیری شکل (۵) و فرض سمت گرایبی ۱۲ دسیبل مشخص می‌شود. مقادیر محاسبه شده در شکل (۶) نمایش داده شده‌اند. همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، آفست دو بخش مجاور، میانگین مقادیر دو دوره تناوب مجاور تعریف می‌شود، یعنی:

$$g_i = \frac{P_i + P_{i+1}}{2} \quad (10)$$

با داشتن مقادیر دوره تناوب، به کارگیری شکل (۵) و با فرض سمت گرایبی به میزان ۱۲ دسیبل طول هر بخش به دست می‌آید. همان‌طور که می‌توان دید اولین بخش دارای طول بیشتری نسبت به سایر بخش‌ها است. همچنان که در بخش قبل اشاره شد، این امر اثر شکاف باند آنتن است. در اینجا می‌توان دید طول بخش‌های دیگر تقریباً به صورت خطی افزایش می‌یابد. با داشتن طول و دوره تناوب بخش‌ها و با در نظر گرفتن ساختار هندسی مسئله، تعداد شکاف‌ها در هر بخش (N_s) با استفاده از رابطه (۱۱) به دست می‌آید:

$$N_s = 1 + \frac{L_i - L_s}{P_i} \quad (11)$$

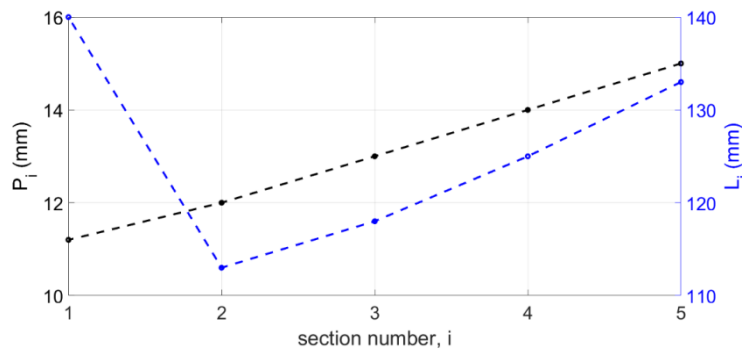
که در آن L_i طول هر بخش و L_s طول شکاف است که برابر با ۹ میلی‌متر در نظر گرفته شده است. مقادیر محاسبه شده در جدول (۱) آمده است. حال آفست شکاف‌ها در هر بخش با استفاده از پروسه بهینه‌سازی محاسبه می‌شود. قبل از بهینه‌سازی، ناحیه مورد نظر باید نمونه‌برداری شود. بدیهی است که بهینه‌سازی بر روی این نمونه‌ها انجام می‌گردد. فاصله بین نمونه‌ها ۲ درجه در نظر گرفته شده است. مطابق با آنچه در بخش ۳ اشاره شد میدان هر بخش در هر نمونه یعنی E_{nm-b} باید محاسبه شود. همان‌طور که قبلاً ذکر شد، میدان را می‌توان با انجام شبیه‌سازی به دست آورد. مطابق با آنچه در بخش ۳ اشاره شد میدان هر بخش در هر نمونه یعنی E_{nm-b} باید محاسبه شود. همان‌طور که قبلاً ذکر شد، میدان را می‌توان با انجام شبیه‌سازی به دست آورد.

از آنجایی که با استفاده از نرم‌افزار HFSS تنها می‌توان اندازه میدان دور را به دست آورد و این نرم‌افزار قابلیت ارائه فاز میدان را ندارد لذا برای داشتن فاز و دامنه میدان در نمونه‌ها، نرم‌افزار CST به کار برده شده است.

Table (1): The number of slots in each section.

جدول (۱): تعداد شکاف‌ها در هر بخش

i	۱	۲	۳	۴	۵
N_s	۱۲	۹	۹	۹	۹



شکل (۶): مقادیر فاصله شکاف و طول بخش‌ها

Figure (6): The values of the slot spacing and length of the sections

نوع حل‌کننده مورد استفاده در این نرم‌افزار، دامنه فرکانسی^{۱۴} و با کمک ماژول، مونیتور میدان^{۱۵} و با استفاده از گزینه نمایه میدان دور دامنه و فاز نمونه‌ها قابل حصول است. حالا زمان انجام بهینه‌سازی است. الگوریتم ژنتیک جزء شناخته‌شده‌ترین روش‌های بهینه‌سازی هوشمند و الگوریتمی تکاملی است و کاربردهای فراوانی در رشته‌های مختلف علمی و مهندسی دارد. همچنین این الگوریتم در محاسبات تکاملی و هوش محاسباتی از اهمیت زیادی برخوردار است تا آنجا که می‌توان سایر روش‌های بهینه‌سازی هوشمند را نسخه‌های تغییر یافته‌ای از این الگوریتم دانست، لذا در این مقاله برای بهینه‌سازی، الگوریتم مشهور ژنتیک به کار گرفته شده است [۲۵]. در ادامه با استفاده از الگوریتم ژنتیک نرم‌افزار متلب برای بهینه‌سازی انجام می‌گیرد. در مسئله مطرح شده، ورودی الگوریتم دامنه و فاز میدان الکتریکی بخش‌ها و خروجی میزان نشت هر بخش است که منجر به دست‌یابی به نمایه مورد نظر می‌گردد. میزان نشت بخش‌ها همان کروموزوم X است که به‌عنوان پارامتر متغیر محسوب می‌شود و مطابق با شکل (۹) می‌تواند در بازه صفر تا ۴ معین گردد، لذا در این مقاله برای بهینه‌سازی، الگوریتم مشهور ژنتیک به کار گرفته شده است. با به‌روزرسانی مقدار کروموزوم تعریف شده در رابطه (۹)، توان نرمالیزه در نمونه‌ها مطابق با رابطه (۷) محاسبه می‌شود و پس از آن تابع هزینه رابطه (۸) برای رسیدن به خطای 10^{-6} که از قبل معین شده تخمین زده می‌شود. تنظیمات الگوریتم ژنتیک در جدول (۲) آمده است.

تعداد نسل^{۱۶}، یا تعداد تکرار به‌طور پیش‌فرض عدد ۵۰۰ انتخاب می‌شود که عدد بزرگی است اما مطابق شکل (۸-الف)، مسئله بعد از ۱۹۰ بار تکرار تمام می‌شود، لذا لازم است تعداد نسل عدد بزرگی باشد که همگرایی تضمین گردد. اندازه جمعیت^{۱۷}، تعداد نقاط و یا تعداد بردار متغیر در نظر گرفته شده برای شروع مسئله است. تعیین این مقدار بین مدت زمان و دقت بهینه‌سازی تعادل ایجاد می‌کند. جهت این پارامتر عدد ۲۰۰ انتخاب شده است. لازم به ذکر است که انتخاب عددی بزرگ‌تر از ۲۰۰، تغییری در جواب مسئله ایجاد نمی‌کند اما زمان بهینه‌سازی را طولانی‌تر می‌سازد. در واقع این الگوریتم تعداد ۲۰۰ بردار کروموزوم X تعریف شده از متغیرها را پخش می‌کند. حد هزینه^{۱۸}، در تعیین درستی حل مسئله تابع هزینه معرفی می‌گردد. این تابع در حالت ایده‌آل باید صفر شود؛ لذا حداقل مقدار در نظر گرفته شده جهت این پارامتر به‌طور معمول 10^{-6} است. دقت تکرار^{۱۹}، زمانی که اختلاف نتایج حاصل از مرحله Δm و $\Delta m-1$ به میزان دقت تکرار یعنی 10^{-12} شود حل مسئله به اتمام می‌رسد. انتخاب این دو عدد اخیر مقادیری متداول در الگوریتم بهینه‌سازی ژنتیک هستند. خروجی نرم‌افزار در تکرار اول، تکرار صدم و آخرین تکرار در شکل (۷) نشان داده شده است. در شکل (۸-الف)، نمودار همگرایی بهینه‌سازی نمایش داده شده است. همان‌طور که می‌توان مشاهده کرد مطلوب‌ترین جواب بعد از ۱۹۰ بار تکرار به دست می‌آید. زمان سپری شده که بر روی یک رایانه هسته‌ای ۳ گیگاهرتز اجرا می‌شود ۱۸۰ ثانیه است. مقادیر سنتز شده α_i در شکل (۷-ب) نشان داده شده است. باتوجه به شکل، مقادیر نشت برای دو

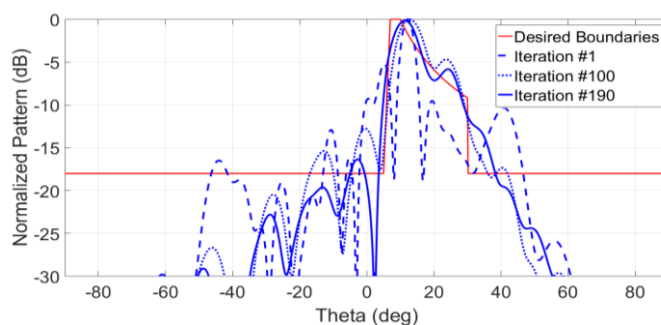
بخش آخر صفر است که نشان دهنده این است که برای سنتز نمایه مطلوب مورد نیاز نیستند و بنابراین از ساختار حذف می‌گردند. همان‌طور که بیان شد آفست شکاف‌ها تعیین‌کننده میزان نشت در هر بخش هستند، بنابراین با داشتن نشت مورد نیاز در هر بخش، آفست شکاف در آن بخش تعیین می‌گردد که این می‌تواند با تعیین رابطه بین آفست شکاف و نرخ نشت به دست آید. برای تعیین این ارتباط مطالعه پارامتری با استفاده از نرم‌افزار HFSS انجام می‌شود که در آن آفست شکاف ساختار نشان داده شده در شکل (۱)، بین ۰ تا ۵ میلی‌متر متغیر است. بر اساس پارامترهای پراکندگی (S_{11} و S_{12}) به دست آمده در نتایج شبیه‌سازی، ثابت نشت را می‌توان با رابطه (۱۲) محاسبه نمود [۲۶]:

$$\alpha = \frac{\ln(|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2)}{-2L} \quad (12)$$

Table (2): Optimization parameters

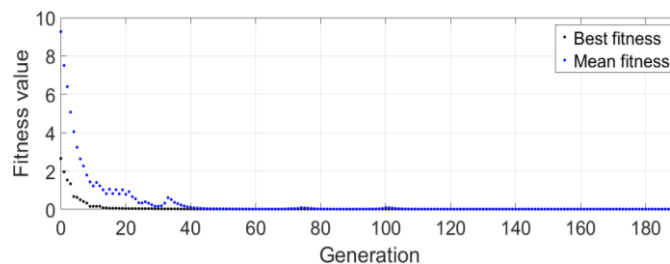
جدول (۲): پارامترهای بهینه‌سازی

تعداد نسل	اندازه‌ی جمعیت	حد هزینه	دقت تکرار
۵۰۰	۲۰۰	۶-۱۰	۱۲-۱۰

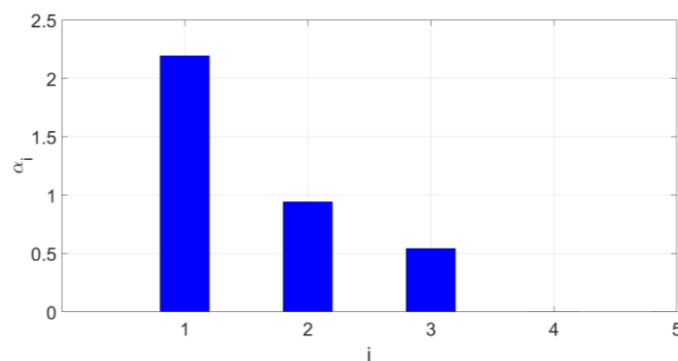


شکل (۷): خروجی نرم‌افزار در تکرار اول، تکرار صدم و آخرین تکرار

Figure (7): Out put of software in the first, hundredth & the last repetition



الف) نمودار همگرایی بهینه‌سازی برای سنتز نمایه مجذور کسکانت

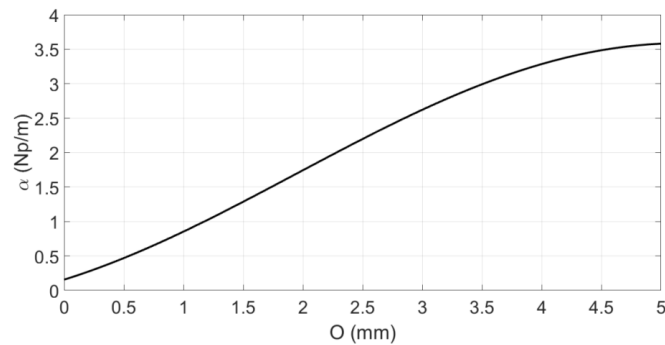


ب) مقادیر سنتز شده برای α_i در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز

شکل (۸): نمودار همگرایی بهینه‌سازی و مقادیر سنتز شده

Figure (8): (a) Convergence diagram of the optimization to synthesize the cosecant-squared pattern, and (b) the synthesized values for α_i at 10 GHz

رابطه بین نرخ نشت و آفست شکاف در شکل (۹) نشان داده شده است. حال با استفاده از شکل (۹) و مقدار نشت مورد نیاز هر بخش شکل (۸-ب)، آفست شکاف در هر بخش به دست می‌آید که در جدول (۳) آمده است. در پایان عکس آنتن ساخته شده در شکل (۱۰) نشان داده شده است. آنتن ساخته شده، اندازه‌گیری و تست شده است. تجهیزات مورد نیاز جهت تست و اندازه‌گیری، اتاق آنتن است که شامل سیگنال ژنراتور به‌عنوان مولد سیگنال ۱۰ گیگاهرتز، آنتن بوقی عنوان فرستنده موج و دستگاه طیف‌سنج است. شکل (۱۱) نمایه تشعشعی شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده با روش سنتز پیشنهادی جهت آنتن طراحی شده را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل، می‌توان گفت نتایج شبیه‌سازی در تقریب قابل قبولی با نتایج اندازه‌گیری شده هستند. ریپل در ناحیه شکلی کمتر از ۲ دسیبل است. خارج از ناحیه، سطح گلبه‌های کناری تقریباً زیر مرز از پیش تعیین شده ۱۸- دسیبل قرار دارند. شکل (۱۲) نمایه مجذور کسکانت به دست آمده از LWA با ساختار خمیده را نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود نمایه دارای اعوجاج‌های زیادی در ناحیه مورد نظر است. با توجه به خمیدگی آنتن، حجم آن بزرگ‌تر از آنتن طراحی شده با ساختار پیشنهادی در این مقاله است که جهت بسیاری از کاربردها مناسب نبوده و همچنین به دلیل مشکلات دقت مورد نیاز و هزینه بالا در ساخت مقرون به صرفه نیست. در شکل (۱۳)، ضریب انعکاس اندازه‌گیری شده و شبیه‌سازی شده آنتن نشان داده شده است. ضریب انعکاس بزرگ‌تر از ۱۰ دسیبل در فرکانس طراحی ۱۰ گیگاهرتز بوده که این موضوع آنتن را برای استفاده در سیستم‌های رادار جستجوگر هوایی مناسب می‌سازد.

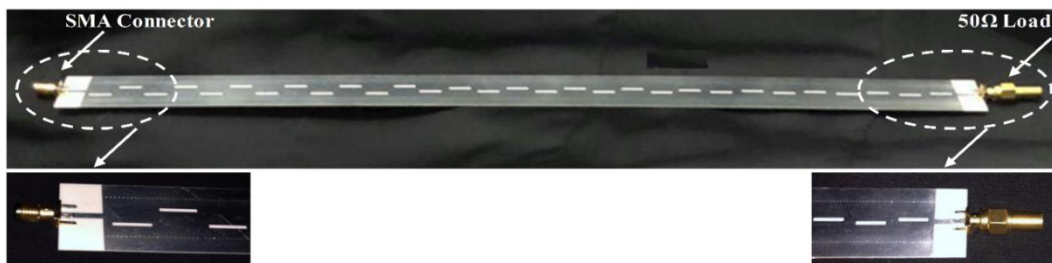


شکل (۹): رابطه بین آفست شکاف و نشت در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز
Figure (9): The relationship between the slot offset and leakage at 10 GHz

Table (3): The values of O_i

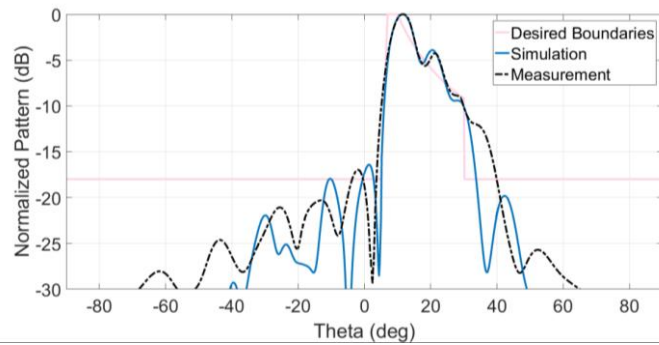
جدول (۳): مقادیر O_i

i	۱	۲	۳
O_i (mm)	۲/۵	۱/۱۲	۰/۶

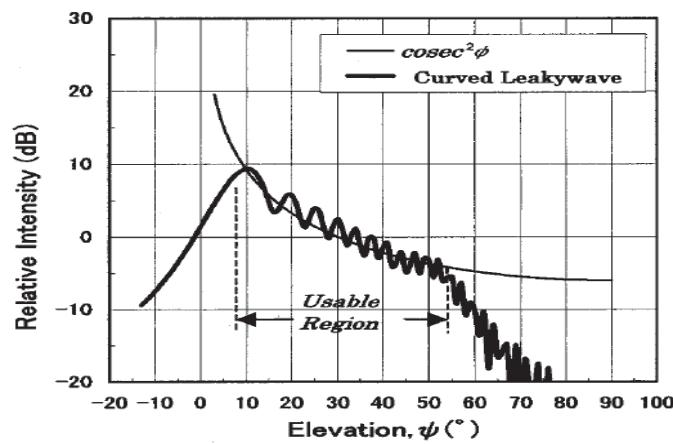


شکل (۱۰): آنتن موج‌نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه ساخته شده در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز

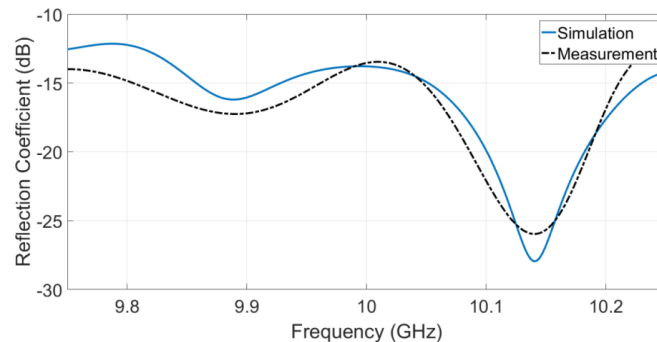
Figure (10): The fabricated SIW-LWA at 10 GHz



شکل (۱۱): نمایه تشعشعی شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده‌ی آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز
Figure (11): Simulated and measured radiation patterns of the designed SIW-LWA at 10 GHz



شکل (۱۲): نمایه تشعشعی شبیه‌سازی آنتن موج نشستی ساختار خمیده [۲۱]
Figure (12): Simulated radiation pattern of the designed curved SIW [21]



شکل (۱۳): ضریب انعکاس شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده‌ی آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز
Figure (13): Simulated and measured reflection coefficients of the SIW-LWA at 10 GHz

۵ - نتیجه‌گیری

یک روش سنتر جهت دستیابی به نمایه مجذور کسکانت در آنتن‌های موج نشستی پیشنهاد شده است. آنتن به چندین بخش تقسیم می‌شود که هر بخش دارای ثابت فاز، طول و نرخ نشت معینی است. ثابت فاز هر بخش زاویه نمایه آن بخش را تعیین می‌کند. با داشتن نمایه خاص و زاویه نمایه هر بخش، ثابت فاز به دست می‌آید. طول و نرخ نشت هر بخش طوری مشخص می‌شود که کاهش مناسبی در شدت تابش آنتن رخ دهد. راستای کاهش توان تابشی بخش‌ها به صورت نمای کسکانت در این شرایط موجود، منجر به سمت‌گرایی یک‌سان برای کلیه بخش‌ها می‌گردد. مقادیر نشت برآورد شده بخش‌ها، به عنوان مقادیر اولیه‌ای برای الگوریتم بهینه‌سازی در نظر گرفته می‌شود و منجر به دستیابی مقادیر مطلوب می‌گردد. در اینجا از الگوریتم

ژنتیک جهت به دست آوردن مقادیر نشت برای دست‌یابی به نمایه موردنظر استفاده شده است. این روش بر روی یک ساختار آنتن موج نشستی بر پایه موج‌بر زیرلایه جهت دست‌یابی به نمایه کسکانتی در بین زاویه‌های ۱۰ تا ۳۰ درجه و در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز اعمال می‌شود. نمایه سنتز شده نشان‌دهنده ریپل کوچک‌تر از ۲ دسیبل در ناحیه شکیل و سطح گلبرگ‌های کناری کمتر از ۱۸- دسیبل، آنتن را برای سیستم‌های رادار هوایی مناسب می‌سازد. این در حالی است که به‌کارگیری یک ساختار خمیده، به دلیل مشکلات دقت موردنیاز و هزینه بالا در ساخت و همچنین باتوجه به شکل ظاهری و حجم آنتن، جهت بسیاری از کاربردها مناسب نیست.

سپاسگزاری

این مقاله مستخرج از رساله دکتری در دانشگاه آزاد اسلامی واحد شیراز است. نویسندگان بر خود لازم می‌دانند مراتب تشکر صمیمانه خود را از همکاران حوزه پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی و داوران محترم که ما را در انجام و ارتقای کیفی این مقاله یاری نموده‌اند، اعلام نمایند.

References

مراجع

- [1] I. Aryanian, M.H. Amini, "Synthesis of contoured beam multifeed reflector antenna for optimum coverage", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 63, no. 2, pp. 531-537, Feb. 2021 (doi: 10.1002/mop.32611).
- [2] M.H. Amini, I. Aryanian, S. Mirhadi, "Multi-feed reflector antenna design using RADS", *Proceeding of the IEEE/ISTEL*, pp. 686-689, Tehran, Iran, Dec. 2018 (doi: 10.1109/ISTEL.2018.8660803).
- [3] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, "Design, realization, and measurements of a corner reflector printed antenna array with cosecant squared-shaped beam pattern", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 421-424, June. 2016 (doi: 10.1109/LAWP.2015.2449257).
- [4] Z. Hao, M. He, "Developing millimeter-wave planar antenna with a cosecant squared pattern", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 10, pp. 5565-5570, Oct. 2017 (doi: 10.1109/TAP.2017.2735460).
- [5] T. Uesaka, H. Arai, "Design of cosecant squared beam collinear array using genetic algorithm", *Proceeding of the IEEE/IWEM*, pp. 74-75, Hong Kong, China, Aug. 2013 (doi: 10.1109/IWEM.2013.6888774).
- [6] S. Rouzbahani, A. Zeidaabadi Nezhad, M. Maddahali, "Design of reflectarray with cosecant squared radiation pattern in X-band", *Proceeding of the IEEE/ICEE*, pp. 502-506, Shiraz, Iran, May 2016 (doi: 10.1109/IranianCEE.2016.7585573).
- [7] X. Yang, L. Chang, J. Zhang, D. Li, M. Zhang, "A cosecant squared beam antenna array operating at 5.85-7.6GHz", *Proceeding of the IEEE/CSQRWC*, Taiyuan, China, pp. 1-3, July 2019 (doi: 10.1109/CSQRWC.2019.8799290).
- [8] H. Chu, P. Li, Y. Guo, "A beam-shaping feeding network in series configuration for antenna array with cosecant-square pattern and low sidelobes", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 742-746, Feb. 2019 (doi: 10.1109/LAWP.2019.2901948).
- [9] A.R. Mallahzadeh, S. Mohammad-Ali-Nezhad, "A low cross polarization slotted ridged SIW array antenna design with mutual coupling considerations", *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, vol. 63, pp. 4324-4333, July 2015 (doi: 10.1109/TAP.2015.2457952).
- [10] Y. Cheng, W. Hung, K. Wu, Y. Fan, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide long slot leaky-wave antennas and two-dimensional multibeam applications", *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, vol. 59, no. 1, pp. 40-47, Jan. 2011 (doi: 10.1109/TAP.2010.2090471).
- [11] L. Chang, Z. Zhang, Y. Li, S.H. Wang, Z.H. Feng, "Air-filled long slot leaky-wave antenna based on folded half-mode waveguide using silicon micromachining technology for millimeter-wave band", *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, vol. 65, no. 7, pp. 3409-3418, July 2017 (doi: 10.1109/TAP.2017.2700040).
- [12] H. Hashiguchi, K. Kondo, T. Baba, H. Arai, "An optical leaky wave antenna by waffled structure", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 11, pp. 2273-2279, June. 2017 (doi: 10.1109/JLT.2017.2660520).
- [13] H. Zhang, Y. Jiao, G. Zhao, C. Zhang, "CRLH-SIW-based leaky wave antenna with low cross-polarisation for Ku-band applications", *Electronics Letters*, vol. 52, No. 17, pp. 1426-1428, Aug. 2016 (doi: 10.1049/el.2016.1825).
- [14] L.O. Goldstone, A.A. Oliner, "Leaky wave antennas I: rectangular waveguides", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 4, pp. 307-319, Oct. 1959 (doi: 10.1109/TAP.1959.1144702).
- [15] Y. Yu, Z. H. Jiang, H. Zhang, Z. Zhang, W. Hong, "A low-profile beam forming patch array with a cosecant fourth power pattern for millimeter-wave synthetic aperture radar applications", *IEEE Trans. on Antennas and*

- Propagation, vol. 68, no. 9, pp. 6486-6496, Sept. 2020 (doi: 10.1109/TAP.2020.2999669).
- [16] M.S. Afifi, "Cross-polarized current analysis and control for parabolic reflector antennas", Journal of King Saud University- Engineering Sciences, vol. 1, no. 1-2, pp. 147-159, 1989 (doi: 10.1016/S1018-3639(18)3-0866-3).
- [17] M.K. Mohsen, M.S.B.M. Isa, A.B.A.M. Isa, M.K. Abdulhameed, M.L. Attiah, A.M. Dinar, "Design for radiation broadside direction using half-width microstrip leaky-wave antenna array", International Journal of Electronics and Communications, vol. 110, Article Number: 152839, Oct. 2019 (doi: 10.1016/j.aeue.2019.1-52839).
- [18] J. Zehentner, J. Machac, P. Zabloudil, "Novel entire top surface planar leaky wave antenna", Proceeding of the IEEE/EUMC, pp. 372-375, Munich, Germany, Oct. 2007 (doi: 10.1109/EUMC.2007.4405204).
- [19] A.R. Mallahzadeh, S. Mohammad-Ali-Nezhad, "Periodic ridged leaky wave antenna design based on SIW technology", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp.354-357, oct. 2014 (doi: 10.1109/LAWP.2014.2361175).
- [20] A. Kiani, F. Geran, S.M. Hashemi, K. Forooraghi, "Mathematical analysis of a modified closed-form formula for design a uniform leaky-wave antenna with ultra-low SLL", Scientific Reports, vol. 9, no. 9372, June. 2019 (doi: 10.1038/s41598-019-44967-w).
- [21] I. Ohtera, "On a forming of cosecant square beam using a curved leakywave structure", IEEE Trans. on Antennas Propagation, vol. 49, no. 6, pp. 1004-1006, June 2001 (doi: 10.1109/8.931161).
- [22] A. A. Oliner, "Leaky-Wave Antennas," Antenna Engineering Handbook, 3rd ed, McGraw-Hill, New York, 1993.
- [23] J. L. Volakis, Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill, New York, 2007.
- [24] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", IEEE Microwave. Wireless Compon. Letters, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sept. 2002 (doi: 10.1109/LMWC.2002.803188).
- [25] S.M.R. Mousavi, A. Naghsh, "Robust digital image watermarking method using graph-based transform (GBT) and genetic algorithm (GA)", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 10, no. 39, pp. 13-22, Sec. 2017 (dor: 20.1001.1.23223871.1398.10.39.2.0) (in persian).
- [26] A.R. Mallahzadeh, M.H. Amini, "Design of a leaky-wave long slot antenna using ridge waveguide", IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 8, no. 10, pp. 714-718, July 2014 (doi: 10.1109/EuCAP.2012.6-206263).

زیر نویس ها

1. Shape beam
2. Cosecant square pattern
3. Free space loss
4. Antenna's pattern
5. Leaky wave antenna
6. Cross polarization
7. Sidelobe level
8. Substrated integrated wave guide
9. Propagation constant
10. Leakage rate
11. Fundamental wave mode
12. Root mean square
13. Side lobe level
14. Frequency domain
15. Field monitor
16. Number of generations
17. Size of population
18. Fitness limit
19. Tole fun