

Simulation, parametric study and fabrication of the slow wave structure for use in Radial Line Slot Array (RLSA) Antennas

F. Mohammadzadeh, A. Hasani^{*}, M. Khalaj Amirhosseini

^{*} Assistant Professor, Imam Hossein University, Tehran, Iran

(Received: 13/04/2022, Accepted: 18/06/2022)

Abstract

Radial line slot array (RLSA) antennas used to generate circular polarization, are categorized as high-efficiency plane array antennas. In these antennas, the second-layer wave-guide is filled with a dielectric material to eliminate the grating lobes caused by the array structure. All input power to the antenna must pass through a confined space that includes dielectric, air, and metal. This space has corners where the intensity of the electric field would be very high and, therefore, at high powers, would reduce the power transmission capacity of the antenna. For this reason, instead of using a dielectric in the space between the two wave-guides, a slow radial wave structure is used. In this paper, first, a mathematical analysis of the slow-wave structure is performed based on the Fluke theory. Next, a slow-wave structure is designed, simulated, and optimized for use in a 10.2 GHz radial line slot array antenna. The simulation results showed that the minimum reflection coefficient is -20 dB, and its bandwidth is 251 MHz. Finally, a prototype of the simulated antenna was constructed using the proposed structure. The antenna power analysis showed that the minimum tolerable antenna power is 625 MW.

Keywords: Radial line slot array antenna (RLSA), Slow wave structure (SWS), Fluke theory, High power microwave (HPM)

^{*} Corresponding author E-mail: kpahasani@ihu.ac.ir

شبیه‌سازی و ساخت ساختار موج آهسته برای استفاده در آنتن‌های

آرایه‌ای شکافدار خطی شعاعی توان بالا

فلاح محمدزاده^۱، علی حسینی^{۲*}، محمد خلیج امیرحسینی^۳

۱- دانشجوی دکترای، ۲- استادیار، دانشگاه جامع امام حسین (ع)،

۳- استاد، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۱/۲۴، پذیرش: ۱۴۰۱/۰۳/۲۸)

چکیده

آنتن آرایه‌ای شکافدار خطی شعاعی (RLSA) از نوع آنتن‌های آرایه‌ای صفحه‌ای با بازدهی بالا است که برای تولید پلاریزاسیون دایروی به کار می‌رود. در این آنتن‌ها برای از بین بردن گلبرگ‌های مزاحم ناشی از آرایه‌ای بودن ساختار، موج‌بر طبقه دوم را با یک ماده دی‌الکتریک پر می‌کنند. همه توان ورودی به آنتن باید از یک فضای محدود که شامل دی‌الکتریک، هوا و فلز است عبور کند. این فضا دارای گوشه‌هایی است که شدت میدان الکتریکی در آن بسیار زیاد خواهد بود و بنابراین در توان‌های بالا ظرفیت انتقال توان آنتن را کاهش خواهد داد. به همین دلیل به جای استفاده از دی‌الکتریک در فضای بین دو موج‌بر از یک ساختار موج آهسته شعاعی استفاده می‌شود. در این مقاله ابتدا تحلیل ریاضی ساختار موج آهسته با تکیه بر تئوری فلوکه انجام شده است. سپس یک ساختار موج آهسته برای استفاده در یک آنتن آرایه‌ای شکافدار خطی شعاعی در فرکانس ۱۰/۲ GHz طراحی، شبیه‌سازی و بهینه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که کمینه‌ی ضریب بازتاب -20.18 dB و پهنای باند آن ۲۵۱ MHz است. در نهایت یک نمونه از آنتن شبیه‌سازی شده با استفاده از ساختار پیشنهادی ساخته شد. تحلیل توان آنتن نشان داد که حداقل توان قابل تحمل آنتن ۶۲۵ MW است.

کلید واژه‌ها: آنتن آرایه‌ای شکافدار خطی شعاعی (RLSA)، ساختار موج آهسته (SWS)، تئوری فلوکه، امواج مایکروویو توان بالا (HPM)

۱- مقدمه

نور شتاب‌دار کرد، بنابراین لازم است که ساختارهای الکترومغناطیسی به‌گونه‌ای طراحی شوند که بتوانند امواج را با سرعت فازی کمتر از سرعت نور در فضای آزاد منتشر کنند. چنین امواجی را، امواج آهسته^۱ و ساختارهایی که امواج آهسته در امتداد آن‌ها منتشر می‌شوند را ساختارهای موج آهسته یا سیستم‌های موج آهسته^۲ می‌گویند [۳].

همه موج‌برهای دی‌الکتریک، صفحات فلزی پوشیده شده با دی‌الکتریک [۴]، میله‌های فلزی با پوشش دی‌الکتریک و موج‌برهای فلزی با پوشش دی‌الکتریک در داخل نمونه‌هایی از ساختارهای موج آهسته هستند. در ادامه ساختارهای موج آهسته با مرزهای فلزی که در بسیاری از وسایل مخصوصاً آنتن‌های خطی شعاعی توان بالا کاربرد دارند، بررسی خواهند شد [۵].

در سیستم محدود شده با مرزهای اتصال کوتاه یا مدار باز (برای مثال سیستمی که به وسیله هادی‌های صاف و یکنواخت احاطه شده است)، انتشار امواج فقط به شیوه TEM و مودهای موج سریع هستند. بنابراین مرزهای سیستمی که امواج آهسته را

در تقویت‌کننده‌های ریزموج و شتاب‌دهنده‌های ذرات از برهم‌کنش بین ذرات باردار و میدان استفاده می‌شود. در تقویت‌کننده‌ها انرژی جنبشی به انرژی میدان تبدیل می‌شود و در نتیجه، موج تقویت می‌شود. برعکس در شتاب‌دهنده‌های ذرات، انرژی میدان به انرژی جنبشی ذرات تبدیل و در نتیجه ذرات شتاب می‌گیرند [۱]؛ بنابراین در دستگاه‌های برهم‌کنش امواج از قبیل تقویت‌کننده‌های موج‌رونده یا شتاب‌دهنده‌های خطی، پرتو الکترون یا یون به‌طور مؤثر با موج الکترومغناطیس برهم‌کنش دارند. برای این منظور لازم است تا ذرات باردار (الکترون‌ها یا یون‌ها) در یک مسافت طولانی با یک میدان هم‌فاز نگه داشته شوند. این بدان معنی است که سرعت فاز موج تقریباً با میانگین سرعت ذرات باردار برابر شود (لازم به توضیح است که سرعت فاز موج، همان سرعتی است که اگر یک ناظر بیرونی با آن سرعت حرکت کند، موج را ثابت ببیند) [۲]. از آنجائی که الکترون‌ها و یون‌ها را فقط می‌توان با سرعت‌هایی کمتر از سرعت

¹ Slow Waves² Slow Wave Structure or Slow wave Systems

* رایانامه نویسنده مسئول: Kpahasani@ihu.ac.ir

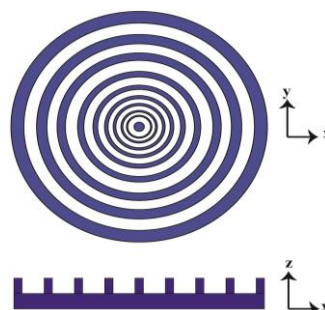
میدان‌های مختلف طراحی شده است و نتایج آزمون آن‌ها آورده شده است. یک سال بعد؛ یعنی در سال ۱۹۸۶ همین گروه طرح یک آنتن فشرده شکاف‌دار خطی شعاعی با ساختاری تک‌لایه و شکاف‌های غیریکنواخت را ارائه کردند [۱۲]. در سال ۱۹۹۲ تاکاهاشی^۴ و همکاران یک آنتن شکاف‌دار شعاعی که به‌طور هم‌زمان دو نوع پرتو مدادی در برود سایید و پرتو مخروطی از آن منتشر می‌شود، طراحی و ساختند [۱۳]. تاکاهاشی و همکاران در سال ۱۹۹۵ یک ساختار دولایه برای پخش مستقیم از ماهواره^۵ در فرکانس ۱۲ گیگاهرتز پیشنهاد دادند [۱۴]. دیویس و همکارانش^۶ در فاصله سال‌های ۱۹۹۷ تا ۱۹۹۹ با استفاده از شکاف‌های خنثی‌کننده بازتاب توانستند ضریب بازتاب را از ۲ تا ۱۰ دسی‌بل بهبود بخشند [۱۵]. در سال ۲۰۰۰ آکایاما و همکارانش^۷ یک ساختار متشکل از دو دیسک رسانا که بین آن‌ها را یک ماده عایق پر کرده است، پیشنهاد دادند. آنتن در فرکانس ۶۰ گیگاهرتز دارای بازدهی ۵۰ درصد بود [۱۶]. در سال ۲۰۰۲ کیم و همکارانش^۸ برای فرکانس ۶۰ گیگاهرتز یک ساختار تک‌لایه که روی یک زیرلایه قرار داشت، ارائه کردند [۱۷]. در سال ۲۰۱۱ گنزalez و همکارانش^۹ یک آنتن آرایه‌ای سبک در باند X برای ارتباطات ماهواره‌ای ثابت پیشنهاد کردند [۱۸]. در سال ۲۰۱۳ ژان‌فنگ و همکارانش در فرکانس ۲۷۰ گیگاهرتز یک ساختار متفاوت ارائه کردند [۱۹]. در سال ۲۰۱۳ نگیون و همکاران یک آرایه شکاف‌دار خطی شعاعی با صفحات موازی و ساختار لانه‌زنبوری طراحی کردند. این آنتن برای استفاده در ماهواره طراحی شد. این آنتن دارای قطر ۰/۹ متر، وزن ۱/۶ کیلوگرم و در فرکانس ۳۲ گیگاهرتز بهره ۴۴/۶ دسی‌بل را در اختیار می‌گذاشت [۲۰]. در سال ۲۰۱۶ آقای یوان و همکارانش برای بهبود توان قابل‌دسترس آنتن، یک ساختار موج آهسته خطی شعاعی جایگزین روش قدیمی صفحات دی‌الکتریک کردند [۲۱].

در این مقاله، ابتدا ساختار تغذیه آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی معرفی و سپس تحلیل ریاضی آن ارائه شده است. در ادامه، ساختار پیشنهادی و پارامترهای طراحی آن معرفی می‌شود. سپس ساختار پیشنهادی برای یک فرکانس خاص در نرم‌افزار CST شبیه‌سازی شده و نتایج آن تشریح خواهد شد. در نهایت، نمونه‌ای از کاربرد ساختار پیشنهادی در ساخت آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی توان بالا نشان داده خواهد شد.

منتشر می‌کنند باید مرزهای امپدانسی باشند. در نتیجه لازم است که ساختارهای موج آهسته فلزی با مرزهای غیریکنواخت یا متناوب ساخته شوند. وقتی که دوره تناوب بسیار کمتر از طول موج باشد، ساختار را می‌توان تقریباً به‌عنوان یک سیستم یکنواخت تحلیل نمود. این بدان معنی است که تغییر در فاز در یک دوره تناوب بسیار کم است.

شکل (۱) نمای ساختار آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی با بهره بالا برای کاربردهای ریزموج توان بالا را نشان می‌دهد. این آنتن کاربردهای بسیار زیادی در رادار، مخابرات ماهواره‌ای، لینک‌های رادیویی نقطه‌به‌نقطه و ... دارد. به‌عنوان مثال، مرجع [۶] نمونه‌ای از کاربرد این آنتن در رادارهای مونوپالس با کاربرد فضایی است. مرجع [۷] نیز نمونه‌ای از طراحی این آنتن را در رادار آب‌وهوای بایلیس^۱ ارائه می‌دهد.

برای از بین بردن گلب‌های مزاحم^۲ ناشی از ساختار آرایه معمولاً موج‌بر طبقه دوم را از مواد دی‌الکتریک پر می‌کنند. هنگام استفاده از امواج ماکروویو توان بالا شدت میدان الکتریکی در محل اتصالات خیلی زیاد خواهد شد و در نتیجه ماده دی‌الکتریک دچار شکست خواهد شد. برای افزایش توان قابل‌تحمل ساختاری متشکل از حلقه‌های متمرکز جایگزین ماده دی‌الکتریک می‌شود. برای ضریب موج آهسته مشخص (غ) از تئوری فلوکه در طراحی این ساختار استفاده می‌شود [۸].



شکل (۱). ساختار موج آهسته برای آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی

در طراحی این ساختار مواردی همچون محاسبه ضریب تزویج بین شکاف‌ها و ضریب موج آهسته از اهمیت خیلی بالایی برخوردار است [۹]. شکل (۲) نحوه قرارگیری ساختار موج آهسته در آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی را نشان می‌دهد [۱۰].

در سال ۱۹۶۴ کلی و گابلز^۳ یک آنتن با آرایه‌ای از شکاف‌ها که بر روی دایره متحدالمرکز قرار داشتند، طراحی کردند. این آنتن در باند فرکانسی ۱۰/۲ تا ۱۰/۸ گیگاهرتز امواجی را با پلاریزاسیون دایروی راست‌گرد تولید می‌کرد [۱۱]. در مرجع [۸] دو نمونه از این نوع آنتن با ابعاد مختلف و در نظر گرفتن توزیع

⁴ M. Takahashi, J. Takada, N. Goto

⁵ Direct Broadcast from Satellite (DBS)

⁶ Davis et al

⁷ Akiyama et al

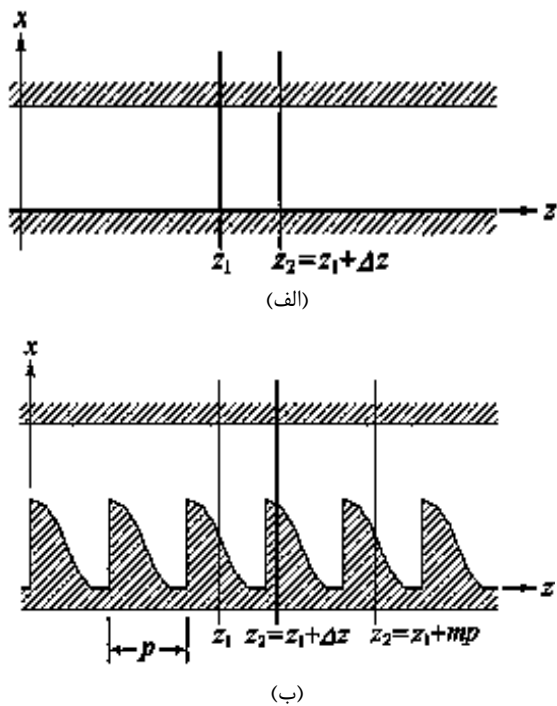
⁸ Kim et al

⁹ Gonzalez et al

¹ Baylis Weather Radar

² Grating Lobes

³ Kelly and Goebel



شکل (۳). الف- سیستم یکنواخت، ب- سیستم متناوب [۱]

متناوب که با γ_0 نشان داده می‌شود، به صورت زیر تعریف می‌کنند:

$$e^{-\gamma_0(z_2-z_1)} = e^{-\gamma_0 mp}, \quad z_2 - z_1 = \Delta z = mp, \quad \gamma_0 = \alpha_0 + j\beta_0$$

ارتباط بین دامنه مختلط (مقدار مکانی) میدان‌ها در سطح مقطع‌های z_1 و $z_2 = z_1 + mp$ به صورت زیر بیان می‌شود:

$$E(x, y, z, z_1 + mp) = E(x, y, z) e^{-\gamma_0 mp} \quad (1)$$

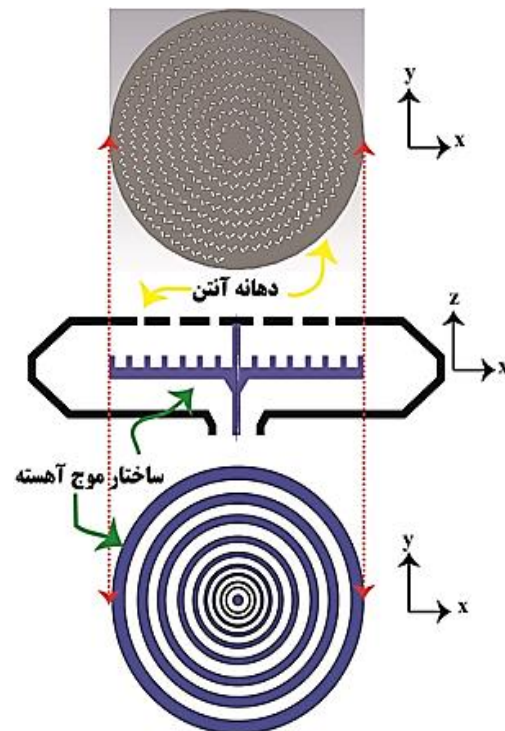
رابطه (۱) بیان ریاضی قضیه فلوکه است. در یک سیستم متناوب، تابع توزیع میدان روی سطح مقطع عرضی به مقدار z وابسته است؛ بنابراین میدان هارمونیک زمانی در یک فرکانس معین روی یک سطح مقطع دلخواه در نقطه z باید به صورت رابطه (۲) باشد:

$$E(x, y, z, t) = F(x, y, z) e^{-\gamma_0 z} e^{j\omega t} \quad (2)$$

فازور میدان الکتریکی در نقطه z از رابطه (۳) به دست می‌آید:

$$E(x, y, z) = F(x, y, z) e^{-\gamma_0 z} \quad (3)$$

در رابطه (۳)، اگر تابع $F(x, y, z)$ یک تابع متناوب از z با دوره تناوب p باشد، قضیه فلوکه برقرار خواهد بود. دامنه‌های



شکل (۲). نحوه قرارگیری ساختار موج آهسته در آنتن‌های شکاف‌دار خطی شعاعی

۱- ساختارهای موج آهسته

۱-۱- تئوری فلوکه برای ساختارهای متناوب

یک سیستم انتقال یکنواخت همان گونه که در شکل (۳-الف) نشان داده شده است از نظر ماده، شکل و اندازه در راستای محور z یکنواخت نگه داشته می‌شود. اما در یک سیستم انتقال متناوب^۱، همان طور که در شکل (۳-ب) ملاحظه می‌شود شکل، اندازه و ماده سازنده ساختار در راستای محور z ها به طور متناوب تغییر می‌کند. برای یک مود معین انتشار در حالت پایدار، میدان‌ها در یک سطح مقطع در هر فاصله دلخواهی به اندازه یک ثابت مختلط باهم متفاوت هستند که این ثابت مختلط فقط به فاصله وابسته است. در ادامه شرحی از تئوری فلوکه بیان خواهد شد [۱]. در یک سیستم متناوب برای یک مود معین در یک فرکانس معین، میدان در یک سطح مقطع از همان دوره (یا یک مضرب صحیح از دوره‌های تناوب) به اندازه یک ثابت مختلط باهم تفاوت دارند. این قضیه با شرط تناوبی بودن ساختار درست است. حتی در صورتی که ساختار تلفات داشته یا نداشته باشد.

فرض کنید که دوره تناوب سیستم p باشد و فاصله دو سطح مقطع از هم به اندازه $m \times p$ باشد (m یک عدد صحیح است). در این صورت ثابت مختلط انتشار برای یک سیستم

¹ Periodic Transmission Systems

با جایگذاری رابطه (۱۱) در (۱۰) داریم:

$$E_n(x, y) = \frac{1}{p} \int_{z_0-p/2}^{z_0+p/2} F(x, y, z) e^{jn\frac{2\pi}{p}z} dz \quad (12)$$

$$= \frac{1}{p} \int_{z_0-p/2}^{z_0+p/2} [F(x, y, z) e^{-j\beta_0 z}] e^{j(\beta_0 + \frac{2\pi n}{p})z} dz$$

اگر از رابطه (۱۱) استفاده شود، در نهایت مقدار عبارت $E_n(x, y)$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$E_n(x, y) = \frac{1}{p} \int_{z_0-p/2}^{z_0+p/2} E(x, y, z) e^{j\beta_n z} dz \quad (13)$$

که در آن؛

$$\beta_n = \beta_0 + \frac{2\pi n}{p} \quad (14)$$

و عبارت میدان رابطه (۹) به صورت رابطه (۱۵) تبدیل خواهد شد:

$$E(x, y, z) = \sum_{n=-n}^{+n} E_n(x, y) e^{-j\beta_n z} \quad (15)$$

در رابطه اخیر، n - امین عبارت را هارمونیک n - ام فضایی یا هارمونیک هارتری می‌گویند که به ثابت فاز (β_n) وابسته است. برخی از ثابت‌های فاز مثبت و برخی دیگر منفی هستند. وقتی $n=0$ است، هارمونیک فضایی را، هارمونیک اصلی می‌گویند. سرعت فاز متناظر با n - امین هارمونیک به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$v_{pn} = \frac{\omega}{\beta_n} = \frac{\omega}{\beta_0 + 2\pi n/p} = \frac{1}{\frac{1}{v_{p0}} + \frac{2\pi n}{\omega p}} \quad (16)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود، سرعت فاز برای هارمونیک‌های مختلف، متفاوت خواهد بود و زمانی که β_n منفی باشد، مقدار آن نیز منفی خواهد شد. سرعت گروه برای هارمونیک n - ام نیز به صورت رابطه (۱۷) محاسبه می‌شود:

$$V_{gn} = \frac{d\omega}{d\beta_n} = \frac{d\omega}{d(\beta_0 + \frac{2\pi n}{p})} = \frac{d\omega}{d\beta_0} = V_{g0} \quad (17)$$

همان‌طور که ملاحظه می‌شود برای همه هارمونیک‌ها سرعت گروه یکسان خواهد بود. لازم به توضیح است که اگر سرعت‌های فاز و گروه هم‌جهت باشند، موج را موج پیش‌رو می‌گویند و با FW نمایش می‌دهند. اگر سرعت‌های فاز و گروه در جهت‌های مخالف باشند، موج را موج پس‌رو می‌گویند و با BW نمایش می‌دهند. شکل (۴) نمودارهای $k - \beta$ را برای امواج پس‌رو و پیش‌رو با ویژگی‌های یکسان نشان می‌دهد.

مختلط میدان‌ها در سطح مقطع‌های $z + mp$ به صورت زیر محاسبه خواهند شد:

$$E(x, y, z + mp) = F(x, y, z + mp) e^{-\gamma_0(z+mp)} \quad (4)$$

چون $F(x, y, z)$ یک تابع متناوب است، پس:

$$F(x, y, z + mp) = F(x, y, z) \quad (5)$$

بنابراین با جایگذاری (۱) در رابطه (۴) داریم؛

$$E(x, y, z + mp) = \frac{F(x, y, z) e^{-\gamma_0 z} e^{-\gamma_0 mp}}{E(x, y, z)} = E(x, y, z) e^{-\gamma_0 mp} \quad (6)$$

پس قضیه فلوکه در مورد رابطه (۳) درست است. اگر سیستم تلفات نداشته باشد، رابطه (۳) به صورت رابطه (۷) بیان می‌شود:

$$E(x, y, z) = F(x, y, z) e^{-j\beta_0 z} \quad (7)$$

۱-۲- هارمونیک‌های فضایی

تابع متناوب $F(x, y, z)$ را می‌توان به شکل سری فوریه بسط داد که در آن $E_n(x, y)$ ضرایب سری فوریه هستند:

$$F(x, y, z) = \sum_{n=-n}^{+n} E_n(x, y) e^{-jn\frac{2\pi}{p}z} \quad (8)$$

با جایگذاری رابطه (۸) در رابطه (۷) داریم:

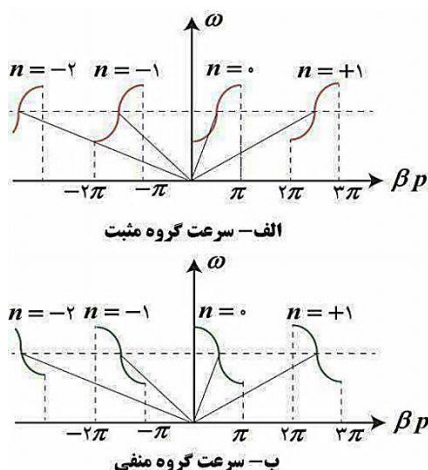
$$E(x, y, z) = \sum_{n=-N}^{+N} E_n(x, y) e^{-j[\beta_0 + \frac{2\pi n}{p}]z} \quad (9)$$

برای یافتن مقدار $E_n(x, y)$ ، طرفین رابطه (۸) را در عبارت $e^{jm(\pi/p)z}$ ضرب می‌کنیم و روی یک دوره تناوب انتگرال می‌گیریم:

$$\int_{z_0-p/2}^{z_0+p/2} F(x, y, z) e^{jm\frac{2\pi}{p}z} dz = \int_{z_0-p/2}^{z_0+p/2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{z_0-p/2}^{z_0+p/2} E_n(x, y) e^{j(m-n)\frac{2\pi}{p}z} dz \quad (10)$$

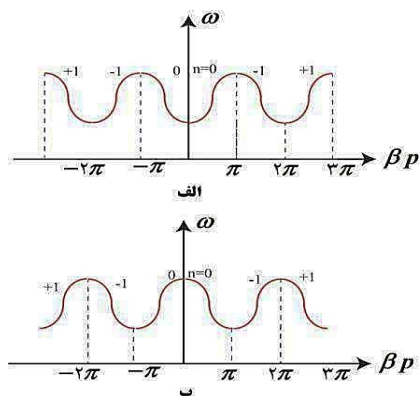
از تعامد توابع $e^{jm(\pi/p)z}$ به صورت زیر استفاده می‌شود:

$$\int_{z_0-p/2}^{z_0+p/2} e^{j(m-n)\frac{2\pi}{p}z} dz = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ p, & m = n \end{cases} \quad (11)$$



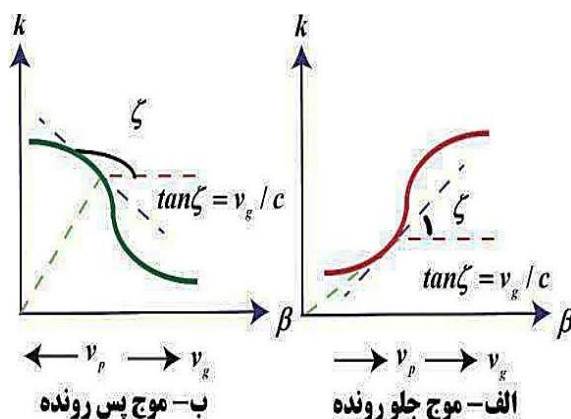
شکل (۵). نمودار $\omega - \beta$ برای یک سیستم متناوب [۱]

نمودار سیستمی را نشان می‌دهد که هارمونیک اصلی آن یک موج پیش‌رو است. در چنین سیستم‌هایی همه هارمونیک‌ها با n مثبت، امواج پیش‌رو هستند و همه هارمونیک‌ها با n منفی، امواج پس‌رو هستند.



شکل (۶). الف: نمودار $\omega - \beta$ مربوط به یک سیستم متناوب با موج اصلی پیش‌رو، ب: نمودار $\omega - \beta$ مربوط به یک سیستم متناوب با موج اصلی پس‌رو [۱]

در شکل (۶-ب) نمودار $\omega - \beta$ یک سیستم با هارمونیک اصلی پس‌رو را نشان می‌دهد در چنین سیستم‌هایی همه هارمونیک‌ها با n مثبت، امواج پس‌رو هستند و همه هارمونیک‌ها با n منفی امواج پیش‌رو هستند. در عمل، مجموعه کامل از مودها در یک سیستم متناوب وجود دارد. هر مود مربوط به یک باند عبور است، برخی از باندهای عبور یک هارمونیک اصلی پیش‌رو و یک هارمونیک اصلی پس‌رو دارند. باندهای عبور^۲ به وسیله باندهای توقف^۳ از هم جدا می‌شوند. نمودار $\omega - \beta$ مربوط به یک سیستم متناوب به نمودار بریلوئین^۴ نیز معروف است.



شکل (۴). منحنی‌های پراکندگی، سرعت فاز و گروه

(الف) موج جلورونده، (ب) موج پس‌رونده برای ساختارهای هدایت موج [۱]

میدانی که می‌تواند شرایط مرزی را برای یک ساختار متناوب اقلان کند، یک موج هارمونیک است که می‌توان آن را به یک سری بی‌نهایت از هارمونیک‌ها با سرعت فاز متفاوت و سرعت گروه یکسان بسط داد. در مود انتشار، باید همه هارمونیک‌های با سرعت گروه یکسان هم‌زمان وجود داشته باشند تا میدان کل شرایط مرزی را اقلان نماید. برای یک مرز متناوب معین، نسبت هارمونیک‌های یک مود ثابت می‌ماند.

۱-۳- نمودار $\omega - \beta$ برای سیستم‌های متناوب

رابطه ثابت فاز $n - \beta$ امین هارمونیک و هارمونیک اصلی به صورت رابطه (۱۴) است. مطابق شکل (۵-الف) برای یک سیستم با β_n معین، β_n را می‌توان با اضافه کردن عبارت $2n\pi/p$ به آن به دست آورد. در این حالت گفته می‌شود که منحنی $\omega - \beta_n$ همان منحنی $\omega - \beta$ است که در راستای محور β به اندازه $2n\pi/p$ جابه‌جا شده است؛ بنابراین ω یک تابع متناوب از β_n خواهد بود. از آنجایی که در یک سیستم متقابل^۱، تغییر جهت ساختار در جهت (-z) نمی‌تواند وضعیت فیزیکی را تغییر دهد واضح است که ω یک تابع زوج از β_n است.

نمودار $\omega - \beta$ یک سیستم متناوب برای موجی با سرعت گروه در جهت (-z) در شکل (۵-ب) نشان داده شده است. برای موجی با سرعت گروه منفی ضریب فاز هارمونیک‌ها به صورت رابطه (۱۸) خواهد شد:

$$\beta_n = -(\beta_0 + \frac{2\pi n}{p}) \quad (18)$$

در شکل (۵-الف) نمودار $\omega - \beta$ کامل یک سیستم متناوب نوعی نشان داده شده است. در این نمودار سرعت فاز و گروه هارمونیک اصلی در یک جهت هستند.

² Pass Band

³ Stop Band

⁴ Brillouin Diagram

¹ Reciprocal systems

در ناحیه دوم ($0 \leq x \leq -h$)، عمق شیپارها (دندانها) را می‌توان به صورت یک خط انتقال صفحه موازی اتصال کوتاه را $x = -h$ در نظر گرفت. در این ناحیه هم مؤلفه‌های میدان یک مجموعه کامل یا یک سری بی‌نهایت شامل همه توابع ویژه‌ای است که شرایط مرزی را اقلان می‌کنند. این شیوه حل (در نظر گرفتن یک سری بی‌نهایت) بسیار دشوار است و بنابراین در اینجا یک روش تقریبی ارائه می‌شود.

اگرچه دوره تناوب ساختار خیلی از طول موج در راستای محور z کم‌تر نیست (یعنی $\lambda_z \ll p$)، اما همچنان به اندازه کافی از طول موج، موج در فضای آزاد کم‌تر است ($p \ll \lambda$) و بنابراین تنها مؤدی که باید در نظر گرفته شود، مود TEM در جهت $\pm x$ است. از آنجائی که در داخل ساختار $p \ll \lambda_z$ است بنابراین جابه‌جایی فاز در راستای محور z باید به صورت تابع گسسته‌ای از $e^{-j\beta mp}$ در نظر گرفته شود. داریم:

$$E_{z2} = \begin{cases} B \frac{\sin k(x+h)}{\sin kh} e^{-j\beta_0 mp}, & mp-d/2 < z < mp+d/2 \\ 0, & mp+d/2 < z < (m+1)p-d/2 \end{cases} \quad (25)$$

$$H_{y2} = \begin{cases} -j \frac{\omega \epsilon_0}{k} B \frac{\cos k(x+h)}{\sin kh} e^{-j\beta_0 mp}, & mp+d/2 < z < mp+d/2 \\ 0, & mp+d/2 < z < (m+1)p-d/2 \end{cases} \quad (26)$$

میدان الکتریکی در ناحیه اول و در مرز $x=0$ به صورت رابطه (۲۷) محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} E_{z1}(0) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -\tau_n^2 A_n e^{-j\beta_n(mp+z')} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -\tau_n^2 A_n e^{-j\beta_0 mp} e^{-j\beta_n z'} \end{aligned} \quad (27)$$

که در آن، z' فاصله از مرکز m - امین شیپار است و به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$z' = z - mp \quad (28)$$

لازم به توضیح است که m و n اعداد صحیح هستند به طوری که $e^{-j\tau_n z'} = 1$ باشد. میدان الکتریکی در ناحیه دوم و در مرز $x=0$ به صورت رابطه (۲۹) محاسبه می‌شود.

$$E_{z2}(0) = \begin{cases} B e^{-j\beta_0 mp} & -d/2 < z' < d/2 \\ 0 & d/2 < z' < p-d/2 \end{cases} \quad (29)$$

اگر شرط پیوستگی مؤلفه Z میدان الکتریکی را در مرز $x=0$ لحاظ کنیم، خواهیم داشت:

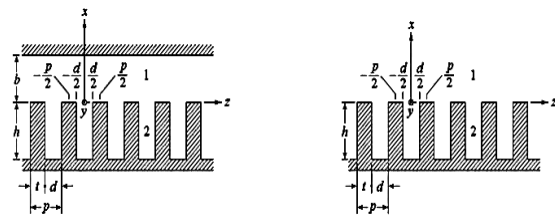
$$E_{z1}(0) = E_{z2}(0) \Rightarrow \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -\tau_n^2 A_n e^{-j\beta_n z'} = \begin{cases} B, & -d/2 < z' < d/2 \\ 0, & d/2 < z' < p-d/2 \end{cases} \quad (30)$$

۴-۱- صفحه هادی شیپاردار به عنوان یک سیستم متناوب

شکل (۷-الف) را که یک صفحه هادی شیپاردار دوبعدی را نشان می‌دهد، به عنوان یک سیستم متناوب در نظر بگیرید [۱ و ۲۲]. دوره تناوب ساختار خیلی کمتر از طول موج نیست و بنابراین نمی‌توان از جابه‌جایی فاز در یک دوره تناوب صرفه نظر کرد. در این حالت، ساختار را باید با مدل سیستم‌های متناوب تحلیل کرد. از آنجایی که خروجی منابع تولید موج به صورت امواج TM است، پژوهشگران علاقه‌مند هستند که مودهای TM را بدون وابستگی ساختار در راستای y مورد تحلیل و بررسی قرار دهند. بنابراین با این فرضیات:

$$V=0, \quad U(x,y) \neq 0, \quad \frac{\partial}{\partial y} = 0 \quad (19)$$

برای ساختار نامحدودی که در شکل (۷-الف) نشان داده شده است، میدان در جهت $+x$ تا بی‌نهایت گسترش می‌یابد. در ناحیه اول ($0 \leq x \leq \infty$)، تابع $U(x,y)$ باید شامل مجموعه کاملی از هارمونیک‌هایی باشد که در رابطه (۱۵) نشان داده شدند.



شکل (۷). سطح هادی شیپاردار به عنوان یک سیستم متناوب [۱]

به عنوان مثال، یک تابع نزولی در جهت X (تابع $e^{-\tau_n x}$) و یک موج رونده در جهت Z ($e^{-j\beta_n z}$) را می‌توان در نظر گرفت؛ بنابراین مؤلفه‌های میدان الکتریکی و مغناطیسی موجود در ناحیه اول به صورت زیر بیان می‌شود [۱]:

$$U = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{-\tau_n x} e^{-j\beta_n z} \quad (20)$$

$$E_{z1} = -\tau_n^2 U = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -\tau_n^2 A_n e^{-\tau_n x} e^{-j\beta_n z} \quad (21)$$

$$E_{x1} = -j\beta_n \frac{\partial U}{\partial x} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j\beta_n \tau_n A_n e^{-\tau_n x} e^{-j\beta_n z} \quad (22)$$

$$H_{y1} = -j\omega \epsilon_0 \frac{\partial U}{\partial x} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j\omega \epsilon_0 \tau_n A_n e^{-\tau_n x} e^{-j\beta_n z} \quad (23)$$

که در آن؛

$$\beta_n^2 - \tau_n^2 = k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \quad (24)$$

تفاوت معادله (۳۸) و مقدار ویژه همین ساختار مبتنی بر یک سیستم یکنواخت که در قسمت‌های قبل بررسی شد، قسمت چپ این معادله است که به صورت سری درآمده است. به علاوه فاکتورهای p/d و $\text{sinc}(\beta_n d/2)$ مربوط به جزئیات ساختار متناوب هستند که در معادله ظاهر شده‌اند. شکل (۸-الف) نمودار $k-\beta$ یک سطح هادی شیاردار نامحدود متناوب را نشان می‌دهد. به ازای βp - های کوچک، دو منحنی به هم شبیه هستند و به ازای βp - های بزرگ ویژگی‌های تناوبی سیستم آشکار می‌شود. در این شکل، منحنی پاشندگی تناوبی می‌شود و همچنین نواحی ممنوعه به صورت تناوبی تکرار می‌شوند.

$$\frac{d}{p} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\tau_n h \tan \tau_n b} \left[\text{sinc}(\beta_n \frac{d}{2}) \right]^2 = \frac{1}{(kh) \tan(kh)} \quad (39)$$

در شکل (۸-ب) منحنی‌های $k-\beta$ مربوط به سطح هادی شیاردار متناوب رسم شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود ناحیه ممنوعه برای این ساختار وجود ندارد.

۲- طراحی ساختار موج آهسته برای آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی با ویژگی‌های معین

با قرار دادن ساختار موج آهسته، طول موج از مقدار λ به مقدار λ_g کاهش پیدا می‌کند [۲۳]. مقدار λ_g با استفاده از رابطه (۴۱) محاسبه می‌شود. که در آن ξ فاکتور موج آهسته است و به صورت زیر محاسبه می‌شود [۲۴]:

$$\xi = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \frac{k_0}{\beta} \quad (40)$$

$$\lambda_g = \xi \lambda_0 \quad (41)$$

همه توان ورودی به آنتن باید از یک فضای محدود که شامل دی‌الکتریک، هوا و فلز است عبور کند. این فضا دارای گوشه‌هایی است که شدت میدان الکتریکی در آن بسیار زیاد خواهد بود و بنابراین در توان‌های بالا ظرفیت انتقال توان آنتن را کاهش خواهد داد [۲۵]. به همین دلیل به جای استفاده از دی‌الکتریک در فضای بین دو موج‌بر از یک ساختار موج آهسته شعاعی استفاده می‌شود [۲۳]. برای به دست آوردن منحنی پاشندگی این ساختار از تئوری فلوک استفاده می‌شود. در ادامه یک ساختار موج آهسته شعاعی با تکیه بر تئوری فلوک برای تحلیل ساختارهای موج آهسته تحلیل می‌شود و پارامترهای آن برای استفاده در آنتن موضوع این مقاله محاسبه می‌شوند.

در رابطه (۲۷) عبارت $-\tau_n^2 A_n$ ضرایب سری فوریه تابع B است و به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$-\tau_n^2 A_n = \frac{1}{p} \int_{-d/2}^{+d/2} B e^{j\beta_n z'} dz' \quad (31)$$

مقدار انتگرال سمت راست رابطه (۲۸) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\int_{-d/2}^{+d/2} e^{j\beta_n z'} dz' = d \frac{\sin(\beta_n d/2)}{\beta_n d/2} = d \text{sinc}(\beta_n d/2) \quad (32)$$

با جایگذاری رابطه (۳۲) در رابطه (۳۱) داریم:

$$-\tau_n^2 A_n = B \frac{d}{p} \text{sinc}(\beta_n \frac{d}{2}) \quad (33)$$

با جایگذاری مقدار A_n در رابطه‌ی (۲۱) و (۲۳) مؤلفه‌های y, z میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی محاسبه می‌شوند:

$$E_{z1} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} B \frac{d}{p} \text{sinc}(\beta_n \frac{d}{2}) e^{-\tau_n x} e^{-j\beta_n z} \quad (34)$$

$$H_{y1} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -\frac{j\omega \epsilon_0}{\tau_n} B \frac{d}{p} \text{sinc}(\beta_n \frac{d}{2}) e^{-\tau_n x} e^{-j\beta_n z} \quad (35)$$

به‌طور دقیق در مرز $x=0$ نمی‌توان شرط پیوستگی مؤلفه‌های y, z میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی را باهم و هم‌زمان برقرار کرد چراکه در ناحیه شیارها از توابع آزمایشی (بجای توابع واقعی) استفاده شد. هنگامی که شرط پیوستگی مؤلفه Z میدان الکتریکی دقیقاً در $x=0$ اعمال می‌شود، شرط پیوستگی مؤلفه y میدان مغناطیسی به صورت متوسط آن (متوسط مؤلفه y میدان مغناطیسی) در نظر گرفته می‌شود. بنابراین:

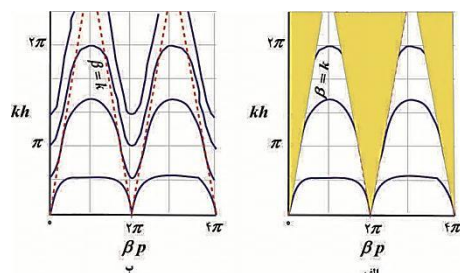
$$\int_{-d/2}^{+d/2} H_{y1}(0) dz' = H_{y2}(0) d \quad (36)$$

در نتیجه داریم:

$$\frac{d}{p} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\tau_n} \text{sinc}(\beta_n \frac{d}{2}) \int_{-d/2}^{+d/2} e^{j\beta_n z'} dz' = \frac{d}{k} \cot(kh) \quad (37)$$

با استفاده از پاسخ انتگرال (۳۲)، مقدار ویژه معادله (۳۷) محاسبه می‌شود:

$$\frac{d}{p} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\tau_n h} \left[\text{sinc}(\beta_n \frac{d}{2}) \right]^2 = \frac{1}{(kh) \tan(kh)} \quad (38)$$



شکل (۸). الف- نمودار $k-\beta$ سطح هادی شیاردار نامحدود متناوب، ب- نمودار $k-\beta$ سطح هادی شیاردار محدود متناوب [۱]

در ناحیه دوم چون پهنای شیارها کوچک است؛ بنابراین فرض می‌شود که در این ناحیه میدان‌ها در جهت $\pm z$ و با مود TEM منتشر می‌شوند. در این روابط B دامنه میدان است. اگر شرط پیوستگی میدان‌ها را در $z=0$ اعمال شود، داریم:

$$E_{r1}(0) = E_{r2}(0) \Rightarrow \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tau_n^2 A_n \sinh(\tau_n H_u) e^{-j\beta_n r'} = \begin{cases} B, & -d_s/2 < z' < d_s/2 \\ 0, & d_s/2 < z' < p-d_s/2 \end{cases} \quad (49)$$

بنابراین دامنه مودهای مختلف به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$A_n \tau_n^2 \sinh(\tau_n H_u) = \frac{1}{p} \int_{-d_s/2}^{d_s/2} B e^{j\beta_n r'} dr' \Rightarrow A_n = \frac{B d_s}{p} \frac{\sin c\left(\frac{\beta_n d_s}{2}\right)}{\tau_n^2 \sinh(\tau_n H_u)} \quad (50)$$

هنگامی که شرط پیوستگی مؤلفه r میدان الکتریکی دقیقاً در $r=0$ اعمال می‌شود، شرط پیوستگی مؤلفه φ میدان مغناطیسی به صورت متوسط آن (متوسط مؤلفه φ میدان مغناطیسی) در نظر گرفته می‌شود؛ بنابراین:

$$\int_{-d_s/2}^{d_s/2} H_{\varphi 1}(0) dr = H_{\varphi 2}(0) d_s \quad (51)$$

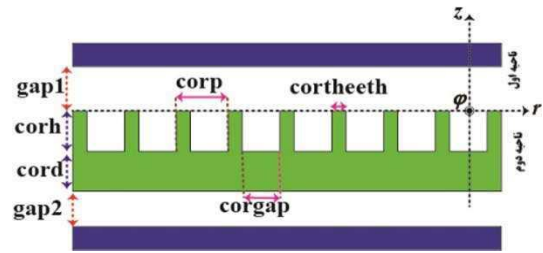
در نتیجه، رابطه پاشندگی ساختار موج آهسته به صورت رابطه (۵۲) خواهد بود:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{d_s}{p} \frac{\sin c^2\left(\beta_n \frac{d_s}{2}\right)}{\tau_n} \cot(\tau_n H_u) = \frac{\cot(k H_s)}{k} \quad (52)$$

۳- شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

در بخش دوم این مقاله ساختارهای موج آهسته تشریح شدند. در بخش سوم نیز پارامترهای طراحی یک ساختار موج آهسته برای استفاده در یک آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی معرفی شدند. در این مقاله یک ساختار موج آهسته برای استفاده در ساخت آنتن شکاف‌دار خطی شعاعی توان بالا طراحی، شبیه‌سازی و ساخته می‌شود. شکل (۱۰) نحوه قرارگیری ساختار موج آهسته در آنتن را نشان می‌دهد. gap_1 و gap_2 به ترتیب فاصله ساختار از صفحه شکاف‌ها (موج‌بر طبقه دوم) و فاصله صفحه زمین و کف ساختار موج آهسته (موج‌بر طبقه اول) است. شکل‌های (۱۰) و (۱۱) نیز پارامترهای طراحی ساختار را نشان می‌دهد. در فرکانس ۱۰/۲ GHz مقدار $\lambda = 29.41 \text{ mm}$ خواهد شد. برای محاسبه ضریب موج آهسته می‌توان از منحنی پاشندگی استفاده کرد. اگر منحنی سرعت فاز برحسب فرکانس رسم شود، مقدار ضریب موج آهسته به صورت زیر تعیین می‌شود.

$$\xi = 0.875 \Rightarrow \lambda_{\text{dagg}} = 0.875 \times 29.41 \approx 25.7337 \text{ mm}$$



شکل (۹). برش عرضی از ساختار موج آهسته شعاعی [۲۳]

همان‌طور که در شکل (۹) نشان داده شده است، gap_1 ارتفاع طبقه دوم آنتن از دندانه‌های ساختار موج آهسته تا صفحه‌ی شکاف‌ها است. $corh$ ارتفاع دندانه‌ها، $corgap$ پهنای شیارها و $corp$ نیز دوره تناوب ساختار موج آهسته هستند. در ادامه برای جلوگیری از حجیم شدن روابط برای هر کدام از کاراکترها یک نشانه اختصاری به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$gap_1 = H_u, \quad corh = H_s, \quad corp = p, \quad corgap = d_s$$

اگر فرض شود که در ناحیه اول موج تابشی در مود TM است، می‌توان تابع بورگین^۱ U را به صورت رابطه (۴۲) در نظر گرفت [۱ و ۲۱]:

$$U = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{-\tau_n z} e^{-j\beta_n r} \quad (42)$$

$$\beta_n^2 - \tau_n^2 = k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (43)$$

در رابطه (۴۲) A_n ها دامنه مودها، β_n ثابت انتشار است و در رابطه (۱۴) تعریف شده است. τ_n نیز ضریب تضعیف است. با اعمال شرایط مرزی برای مؤلفه مماسی میدان الکتریکی در $z = H$ داریم ($E_t = 0$):

$$U = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \sinh \tau_n (z - H_u) e^{-j\beta_n r} \quad (44)$$

بنابراین مؤلفه‌های میدان الکتریکی و مغناطیسی به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$E_{r1} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -\tau_n^2 A_n \sinh \tau_n (z - H_u) e^{-j\beta_n r} \quad (45)$$

$$H_{\varphi 1} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -j\omega \epsilon \tau_n A_n \cosh \tau_n (z - H_u) e^{-j\beta_n r} \quad (46)$$

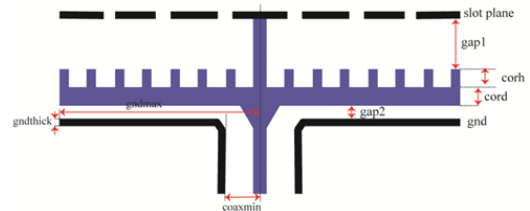
$$E_{r2} = \begin{cases} B \frac{\sin k(z + H_s)}{\sin k H_s} e^{-j\beta_n r}, & mp - d_s/2 < r < mp + d_s/2 \\ 0, & mp + d_s/2 < r < (m+1)p - d_s/2 \end{cases} \quad (47)$$

$$H_{\varphi 2} = \begin{cases} -j \frac{\omega \epsilon}{k} B \frac{\cos k(z + H_s)}{\sin k H_s} e^{-j\beta_n r}, & mp + d_s/2 < r < mp + d_s/2 \\ 0, & mp + d_s/2 < r < (m+1)p - d_s/2 \end{cases} \quad (48)$$

¹ Borgins Functions

با استفاده از رابطه (۵۲) و مقادیر پارامترهای جدول (۱)، دوره تناوب ساختار موج آهسته $corp = 8 \text{ mm}$ محاسبه می‌شود. این مقدار در ادامه شبیه‌سازی‌ها برای بهترین عملکرد آنتن بهینه می‌شود. لازم به توضیح است که همه شبیه‌سازی‌ها در نرم‌افزار CST انجام شده است.

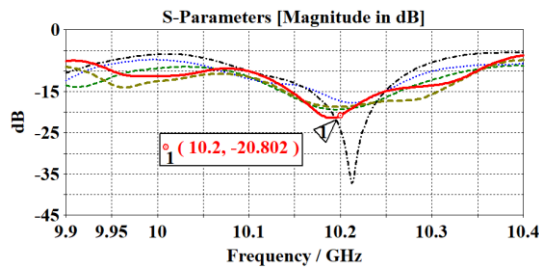
شکل‌های (۱۰) و (۱۱) پارامترهای طراحی ساختار موج آهسته را نشان می‌دهد. در بخش‌های قبل تحلیل ریاضی ساختارهای موج آهسته ارائه شد. برای درک رفتار و چگونگی انتشار امواج در آنتن، شکل‌های (۱۵) و (۱۶) به ترتیب نحوه توزیع میدان الکتریکی در عبور موج از موج‌بر طبقه اول به موج‌بر طبقه دوم و توزیع میدان الکتریکی روی سطح آنتن را نشان می‌دهد. دوره تناوب دندانه‌های ساختار است و بهترین مقدار آن برای این آنتن پس از بهینه‌سازی $7/7 \text{ mm}$ تعیین شده است. در ساختار موج آهسته فاصله بین دندانه‌ها با پارامتر $corgap$ نشان داده شده است. شکل (۱۷) تأثیر تغییرات این پارامتر را در نمودار ضریب بازتاب آنتن نشان داده است.



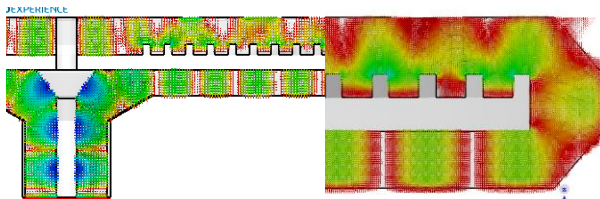
شکل (۱۰). نحوه قرارگیری ساختار موج آهسته در آنتن



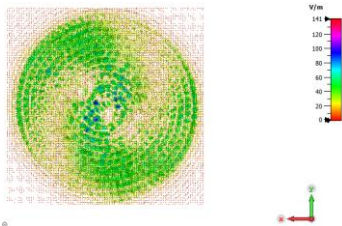
شکل (۱۱). پارامترهای طراحی شیارهای ساختار موج آهسته
شکل (۱۲). پارامترهای طراحی مغزی ساختار موج آهسته



شکل (۱۳). تأثیر پارامترهای $gap1$ و $gap2$ روی ضریب بازتاب

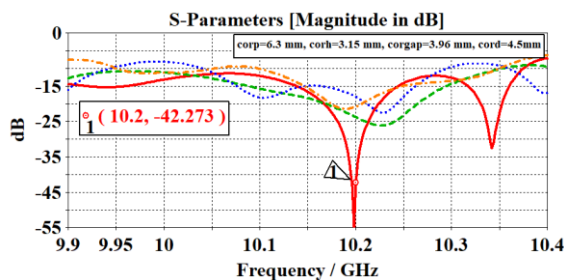


شکل (۱۴). عبور امواج از موج‌بر طبقه اول به موج‌بر دوم



شکل (۱۵). توزیع میدان الکتریکی روی سطح شکاف‌دار

شکل (۱۶) تأثیر این پارامتر را در مقدار و پهنای باند ضریب بازتاب آنتن نشان می‌دهد.



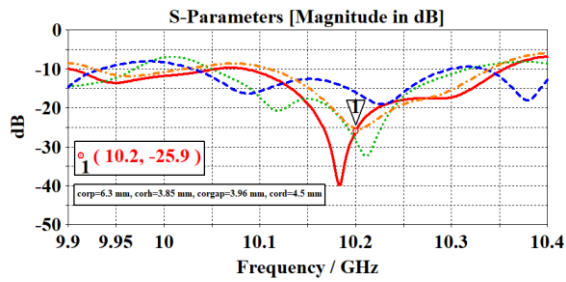
شکل (۱۶). تأثیر پارامتر $corp$ روی نمودار ضریب بازتاب

جدول (۱). معرفی پارامترها و تعیین مقادیر اولیه

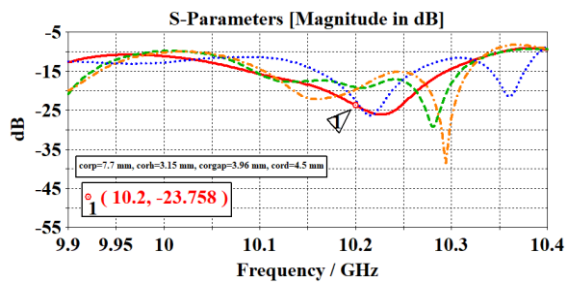
عنوان پارامتر	مقدار اولیه	عنوان پارامتر	مقدار اولیه	عنوان پارامتر	مقدار اولیه
freq	10/2 GHz	coaxthick	1 mm	corgap	4/84 mm
lambda	29/4 mm	coaxmin	14/8 mm	pinconer	11/1 mm
lambdag	25 mm	coaxconeh	8/8 mm	pinconeh	10/2 mm
rhomax	323/5 mm	coaxh	27/8 mm	rex	4 mm
gap1	9/35 mm	pintopr	3/7 mm	ringex	7/7 mm
gap2	9/35 mm	pinr	3/7 mm	ringh1	7/75 mm
gndmin	30 mm	corh	3/85 mm	ringh2	10 mm
gndthick	0 mm	cord	5/5 mm	ringhcn	10 mm

شکل (۱۳) نمودار تأثیر ارتفاع موج‌برهای طبقه اول و دوم را روی مقدار ضریب بازتاب نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل نیز مشاهده می‌شود به ازای $gap1 = gap2 = 8/5 \text{ mm}$ مقدار ضریب بازتاب کمتر از -20 dB و پهنای باند آن بیشتر از 250 MHz است.

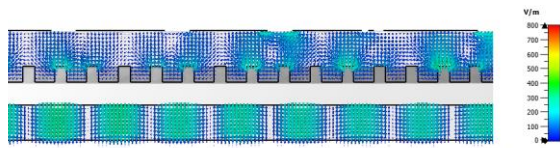
مسئله دیگری که در مورد ارزیابی تأثیر ارتفاع موج‌برها باید مورد بررسی قرار گیرد، نحوه توزیع میدان الکتریکی است. شکل (۱۵) این سنجش را برای این آنتن نشان می‌دهد. مقدار بیشینه شدت میدان الکتریکی در موج‌برهای طبقه اول و دوم

شکل (۱۹). تأثیر پارامتر *cord* روی نمودار ضریب بازتاب

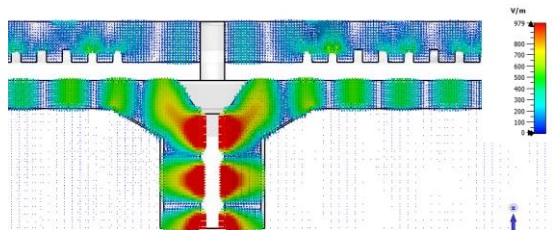
شکل (۲۱) نحوه توزیع میدان الکتریکی و مقدار بیشینه آن را نشان می‌دهد. این شکل به خوبی و به‌طور شهودی دلیل طراحی ساختار موج آهسته را نشان می‌دهد. بیشینه شدت میدان الکتریکی در داخل این ساختار کمتر از $2000 (V/m)$ است. با توجه به محاسبات بخش (۵) این مقدار، تحمل توان در ساختار ساخته‌شده را افزایش می‌دهد. دو بخش مهم در افزایش تحمل توان در این آنتن، مبدل کابل کوآکسیال به موج‌بر شعاعی و خم الکتریکی 180° درجه است. شکل (۲۲) توزیع میدان الکتریکی و بیشینه آن را در مبدل کابل کوآکسیال به موج‌بر شعاعی نشان می‌دهد. شکل (۲۳) نیز توزیع میدان الکتریکی و بیشینه آن را در خم الکتریکی 180° درجه نشان می‌دهد.



شکل (۲۰). انتخاب مقادیر بهینه برای ساختار موج آهسته



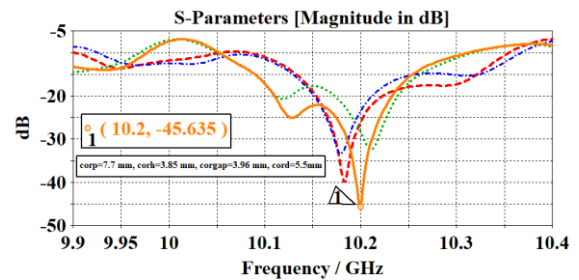
شکل (۲۱). توزیع میدان الکتریکی روی ساختار موج آهسته



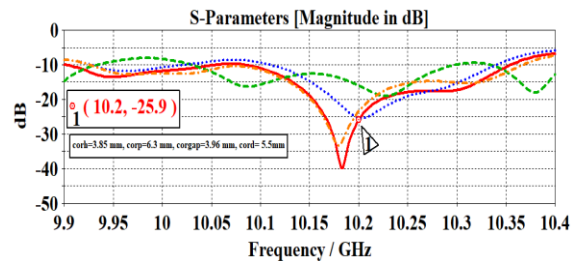
شکل (۲۲). نحوه توزیع و شدت میدان الکتریکی در مبدل کابل کوآکسیال به موج‌بر شعاعی

همان‌طور که ملاحظه می‌شود به‌ازای $corgap = 3/96 \text{ mm}$ مقدار ضریب بازتاب کمتر از -22 dB و پهنای باند آن بیش از 800 MHz است که عدد قابل توجهی است. مطابق شکل (۱۰) بلندی دندانها در ساختار موج آهسته با پارامتر *corh* نشان داده شده است.

همان‌طور که در شکل (۱۸) نیز مشخص است، تغییرات این پارامتر تأثیری مشابه تغییرات *corgap* روی مقدار ضریب بازتاب آنتن دارد.

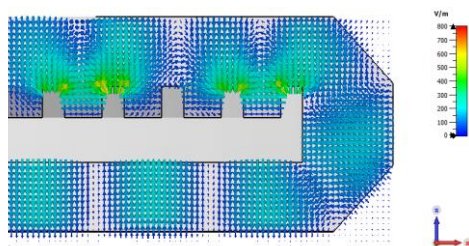
شکل (۱۷). تأثیر پارامتر *corgap* روی نمودار ضریب بازتاب

به‌ازای $corh = 3/15 \text{ mm}$ مقدار ضریب بازتاب کمتر از -36 dB و پهنای باند آن بیش از 800 MHz است. این مقدار پهنای باند در این نوع آنتن‌ها که از نوع آنتن‌های روزنانشی هستند، بسیار خوب است.

شکل (۱۸). تأثیر پارامتر *corh* روی نمودار ضریب بازتاب

شکل (۱۹) تأثیر تغییرات پارامتر *cord* را روی نمودار ضریب بازتاب نشان می‌دهد. این پارامتر ضخامت ساختار موج آهسته را نشان می‌دهد. مقدار بهینه این پارامتر $cord = 5/5 \text{ mm}$ تعیین شده است. پس از بررسی تأثیر تغییرات پارامترهای طراحی ساختار موج آهسته به‌صورت مجزا و انتخاب مقادیر بهینه، شبیه‌سازی‌هایی حول مقادیر به‌دست‌آمده انجام شد. شکل (۲۰) مقدار نهایی هر پارامتر را برای داشتن بهترین مقدار ضریب بازتاب و پهنای باند مناسب نشان می‌دهد. آنتن‌های آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی به دلیل داشتن ساختار موج‌بری قابلیت تحمل توان بالایی دارند. برای تحلیل توان در این آنتن‌ها باید توزیع میدان الکتریکی در داخل و بیرون ساختار معلوم باشد [۲۵].

نرم‌افزار CST برای انجام شبیه‌سازی‌ها به پورت ورودی آنتن یک وات توان تزریق می‌کند. برای آنتن مقاله موردنظر، اگر یک وات توان به آنتن تزریق شود، مقدار بیشینه شدت میدان الکتریکی روی سطح صفحه شکاف‌ها، بعد از بهینه‌سازی واحد تشعشع کمتر $2000(V/m)$ خواهد شد.

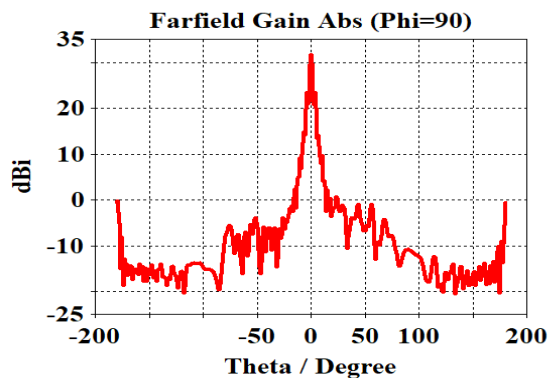


شکل (۲۳). توزیع میدان الکتریکی روی خم الکتریکی ۱۸۰ درجه

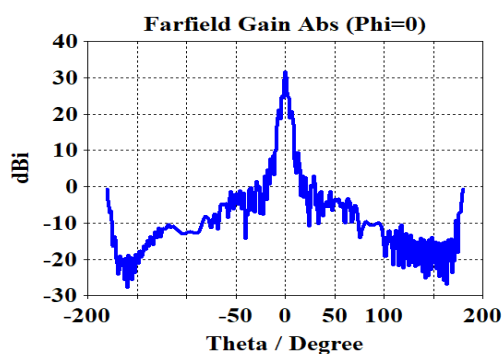


شکل (۲۶). ساختار آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی توان بالا

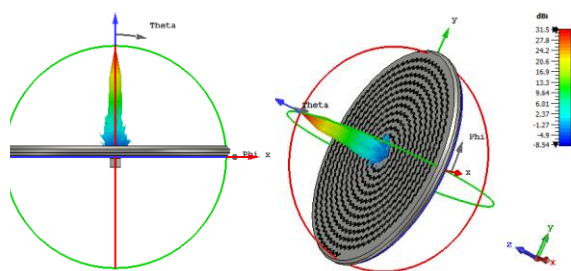
شکل (۳۰) نمایی از نحوه توزیع میدان الکتریکی روی صفحه شکاف‌ها را نشان می‌دهد.



شکل (۲۷). نمودار بهره آنتن در $\varphi = 90^\circ$

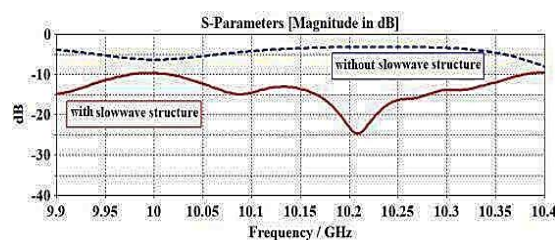


شکل (۲۸). نمودار بهره آنتن در $\varphi = 0^\circ$

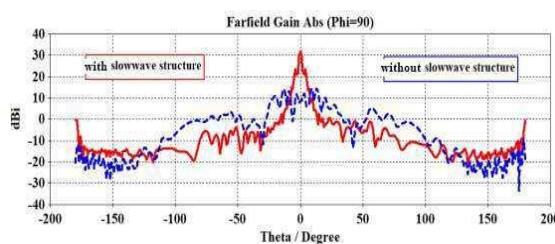


شکل (۲۹). نمای سه‌بعدی از پرتو شبیه‌سازی شده آنتن

در ادامه این بخش مقایسه‌ای بین آنتن با وجود ساختار موج آهسته و آنتنی بدون ساختار موج آهسته انجام شده است. شکل (۲۴) نمودار ضریب بازتاب آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی را در دو حالت با ساختار موج آهسته و بدون ساختار موج آهسته نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود نمودار ضریب بازتاب به‌طور قابل‌ملاحظه‌ای بهبود یافته است. در شکل (۲۵) نیز مقایسه‌ای بین الگوی تشعشعی آنتن با ساختار موج آهسته و بدون ساختار موج آهسته نشان می‌دهد.



شکل (۲۴). مقایسه‌ی ضریب بازتاب آنتن با ساختار موج آهسته و بدون ساختار موج آهسته



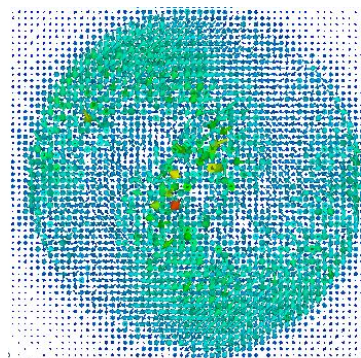
شکل (۲۵). مقایسه‌ی الگوی تشعشعی آنتن با ساختار موج آهسته و بدون ساختار موج آهسته

۴- کاربرد ساختار پیشنهادی در ساخت آنتن آرایه‌ای شکاف‌دار خطی شعاعی

شکل (۲۶) آنتن آرایه‌ای خطی شعاعی ساخته شده با استفاده از ساختار پیشنهادی را نشان می‌دهد. این آنتن با قطر $323/5$ میلی‌متر در فرکانس $10/2$ گیگاهرتز طراحی و ساخته شده است. همان‌طور که در شکل‌های (۲۷) و (۲۸) نشان داده شده است، در فرکانس مورد طراحی این آنتن دارای بهره $31/5$ dB است. شکل (۲۹) نمایی سه‌بعدی از پرتو شبیه‌سازی شده آنتن را نشان می‌دهد.

۶- مراجع

- [1] K. Zhang, D. Li, K. Chang, K. Zhang, & D. Li, "Electromagnetic theory for microwaves and optoelectronics," Springer, 1998.
- [2] G. A. T. Warren L. Stutzman, "Antenna Theory and Design," Wiley, 2012, p. 848.
- [3] H. Arai, "Radial Line Slot Antennas," in Handbook of Antenna Technologies, Z. N. Chen, D. Liu, H. Nakano, X. Qing, and T. Zwick, Eds. Singapore: Springer Singapore, pp. 1773-1785, 2016.
- [4] A. H. W. Beck, "Space charge waves, and slow electromagnetic waves," 1958.
- [5] A. F. Harvey, "Periodic and Guiding Structures at Microwave Frequencies," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, no. 1, pp. 30-61, 1960.
- [6] A. Tamayo-Domínguez, J.-M. Fernández-González, & M. Sierra-Castañer, "Monopulse RLSA antenna with gap-waveguide feeding network for space debris radar at 94 GHz," in 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), pp. 400-403, 2018.
- [7] A. Mazzinghi, M. Albani, A. J. I. A. Freni, & P. Magazine, "LP-RLSA design for low-cost transportable BASYLIS radar [antenna applications corner]," vol. 55, no. 5, pp. 275-285, 2013.
- [8] M. Ando, K. Sakurai, N. Goto, K. Arimura, Y. J. I. t. o. a. Ito, & propagation, "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception," vol. 33, no. 12, pp. 1347-1353, 1985.
- [9] M. Ando, S. Ito, H. Kawasaki, & N. Goto, "Design of a radial line slot antenna with improved input VSWR," Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications), vol. 71, no. 9, pp. 76-91, 1988.
- [10] C. A. Balanis, "Antenna theory: a review," Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 7-23, 1992.
- [11] K. Kelly, F. J. I. T. o. A. Goebels, & Propagation, "Annular slot monopulse antenna arrays," vol. 12, no. 4, pp. 391-403, 1964.
- [12] M. Ando, K. Sakurai, N. J. I. T. o. A. Goto, & Propagation, "Characteristics of a radial line slot antenna for 12 GHz band satellite TV reception," vol. 34, no. 10, pp. 1269-1272, 1986.
- [13] M. Takahashi, J. Takada, M. Ando, & N. Goto, "Characteristics of small-aperture, single-layered, radial-line slot antennas," in IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation), vol. 139, no. 1, pp. 79-83, 1992.
- [14] M. Takahashi, "Dual circularly polarized radial line slot antennas," vol. 43, no. 8, pp. 874-876, 1995.
- [15] P. W. Davis, M. E. J. I. A. Bialkowski, & P. Magazine, "Linearly polarized radial-line slot-array antennas with improved return-loss performance," vol. 41, no. 1, pp. 52-61, 1999.
- [16] A. Akiyama, "High gain radial line slot antennas for millimetre wave applications," vol. 147, no. 2, pp. 134-138, 2000.
- [17] Y. Kim, J. Lee, H. Chae, J. Park, S.-C. Kim, & S. J. E. L. Nam, "60 GHz band radial line slot array antenna fed by rectangular waveguide," vol. 38, no. 2, pp. 59-60, 2002.



شکل (۳۰). نحوه توزیع میدان الکتریکی روی صفحه شکافها

حد آستانه شکست برای هوا (مقاومت دی الکتریک) 3 (KV/mm) است. با در نظر گرفتن دی الکتریک روی سطح آنتن و ایجاد خلأ می توان این سطح آستانه را به مقدار 50 (MV/m) افزایش داد [۲۳]. طبق رابطه (۵۳) توان با مجذور میدان رابطه مستقیم دارد.

$$P = \frac{|\vec{E}|^2}{\eta} \Rightarrow P \propto |\vec{E}|^2 \quad (53)$$

برای آنتن این مقاله، توان یک وات باعث ایجاد بیشینه میدانی معادل 2000 (V/m) می شود؛ بنابراین اگر آستانه شکست مجموعه آنتن (شامل پوشش روی صفحه شکافها و ایجاد خلأ در قسمت های داخلی آنتن) برابر 50 (MV/m) باشد، توان قابل تحمل آنتن به صورت رابطه (۵۴) محاسبه می شود [۲۵].

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{|\vec{E}_1|^2}{|\vec{E}_2|^2} \Rightarrow \frac{1(w)}{P_2} = \frac{(2000(V/m))^2}{(50(MV/m))^2} \Rightarrow P_2 \cong 625 \text{ MW} \quad (54)$$

که در آن P_1 توان تزریق شده به ورودی آنتن جهت انجام شبیه سازی است و مقدار آن در اینجا یک وات در نظر گرفته شده است. عبارت P_2 نیز توان قابل تحمل آنتن است.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله هدف طراحی، شبیه سازی و ساخت ساختار موج آهسته برای استفاده در آنتن های آرایه ای شکاف دار خطی شعاعی بود. در ابتدا، ساختارهای موج آهسته معرفی شدند و تحلیل ریاضی آن ها ارائه شد. در ادامه، برای طراحی و ساخت یک آنتن آرایه ای شکاف دار خطی شعاعی در فرکانس $10/2 \text{ GHz}$ یک ساختار موج آهسته طراحی و شبیه سازی شد. این ساختار برای استفاده در ساخت نمونه واقعی بهینه سازی شد. در نهایت، یک آنتن آرایه ای شکاف دار خطی شعاعی در همین فرکانس طراحی و ساخته شد. نتایج آزمون سرد به خوبی صحت نتایج شبیه سازی را تأیید کرد. توان قابل تحمل این آنتن 625 MW است.

- [22] Y. J. I. T. o. A. Rahmat-Samii & Propagation, "Useful coordinate transformations for antenna applications," vol. 27, no. 4, pp. 571-574, 1979.
- [23] S. Peng, C. Yuan, & T. Shu, "Analysis of a high power microwave radial line slot antenna," *Review of Scientific Instruments*, vol. 84, no. 7, p. 074701, 2013.
- [24] H. Sasazawa, Y. Oshima, K. Sakurai, M. Ando, N. J. I. t. o. a. Goto, & propagation, "Slot coupling in a radial line slot antenna for 12-GHz band satellite TV reception," vol. 36, no. 9, pp. 1221-1226, 1988.
- [25] X. Pan, C. G. Christodoulou, J. Lawrance, J. McConaha, & M. Landavazo, "Cold & hot tests of an S-band antenna for high power microwave systems," presented at the 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/apuscursinrsm.2017.8072356>
- [18] J. F. González, P. Padilla, G. Expósito-Domínguez, M. J. I. A. Sierra-Castañer, & W. P. Letters, "Lightweight portable planar slot array antenna for satellite communications in X-band," vol. 10, pp. 1409-1412, 2011.
- [19] J. Xu, Z. N. Chen, X. J. I. T. o. A. Qing, & Propagation, "270-GHz LTCC-integrated strip-loaded linearly polarized radial line slot array antenna," vol. 61, no. 4, pp. 1794-1801, 2012.
- [20] T. Nguyen., "An equivalent double layer model for a fast design and analysis of high gain-multilayer radial line slot antennas," vol. 96, no. 11, pp. 2891-2900, 2013.
- [21] C.-W. Yuan, S.-R. Peng, T. Shu, Z.-Q. Li, H. J. I. T. o. A. Wang, & Propagation, "Designs and experiments of a novel radial line slot antenna for high-power microwave application," vol. 61, no. 10, pp. 4940-4946, 2013.