

طراحی و بهینه‌سازی آنتن شیپوری شیاردار به کمک الگوریتم وراثتی و تطبیق مودی

هادی فائزی

پژوهشگر مجتمع دانشگاهی برق الکترونیک - دانشگاه صنعتی مالک اشتر

جلیل راشد محصل

استاد دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - پردیس دانشکده های فنی - دانشگاه تهران

(تاریخ دریافت ۸۳/۲/۱۲، تاریخ دریافت روایت اصلاح شده ۸۳/۹/۷، تاریخ تصویب ۸۳/۱/۲۷)

چکیده

در این مقاله روشی جهت طراحی و بهینه سازی عملکرد آنتن شیپوری شیاردار به کمک تطبیق مودی و الگوریتم وراثتی ارائه شده است. برای این منظور یک آنتن شیپوری شیاردار با پروفایل مربعی سینوسی طراحی شده و عملکرد یک آنتن شیپوری شیاردار دیگر در باند X که قبلاً برای تغذیه یک آنتن بازتابنده منحرف از مرکز طراحی شده، بهبود یافته است. برای تحلیل این آنتن‌ها از روش تطبیق مودی استفاده شده و پارامترهای مختلف آنها جهت کم کردن تلف برگشتی و قطبی شدگی متقاطع توسط الگوریتم وراثتی بهینه شده‌اند. در نهایت سه طرح بهینه برای آنتن مورد نظر ارائه شده است. پارامترهای هندسی و عملکرد این سه آنتن در جدولی با آنتن طراحی شده به روش متداول مقایسه شده‌اند.

واژه های کلیدی: آنتن شیپوری شیاردار، الگوریتم وراثتی، تطبیق مودی

مقدمه

می‌باشد. در صورتیکه بتوان اهداف مسأله را بصورت تابعی تعریف نمود که بهترین جواب نقطه کمینه یا بیشینه آن تابع باشد به راحتی می‌توان با اعمال الگوریتم وراثتی به بهترین جواب رسید [۴]. الگوریتم وراثتی بر خلاف الگوریتمهای متعارف که بدنبال کمینه یا بیشینه محلی برای یک تابع هستند در سراسر دامنه تابع مورد نظر به جستجوی نقطه کمینه یا بیشینه می‌پردازد و اغلب بعد از تمام شدن عملیات جستجو به جای یک نقطه به چند نقطه بهینه می‌رسد.

در این مقاله با کمک گرفتن از الگوریتم وراثتی، یک آنتن شیپوری شیاردار طراحی شده و عملکرد یک شیپوری شیاردار دیگر که قبلاً با روشهای متعارف طراحی شده [۱۶،۵]، بهبود یافته است. این شیپوری بعنوان تغذیه یک بازتابنده منحرف از مرکز^۳ به کار می‌رود. در پایان سه طرح بهینه برای این منظور پیشنهاد می‌گردد. باز شدگی بین ناحیه گلوگاه تا روزنه در اولین طرح پیشنهادی به شکل مربع سینوسی، در دومین طرح مانند آنتن طراحی شده به روشهای متداول، به صورت خطی و در سومین طرح به صورت نامنظم و تصادفی می‌باشد.

آنتن‌های شیپوری^۱ دیر زمانی است که در ارتباطات مخابراتی استفاده می‌شوند. در این میان آنتن شیپوری شیاردار به خاطر مزایای خاصی از قبیل تقارن محوری پرتو، مؤلفه پایین قطبی شدگی متقاطع و سطح پایین گلبرگ جانبی بیش از بقیه مورد توجه طراحان آنتن قرار گرفته است [۱]. این آنتن‌ها بهترین انتخاب بعنوان تغذیه آنتن‌های بشقابی بزرگ در ارتباطات ماهواره‌ای و نجوم رادیویی و سنجش از دور می‌باشند. علاوه بر آن نیز در بسیاری از مواقع به تنهایی در کاربردهایی مانند ایجاد پوشش سراسری، بر روی ماهواره‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرند [۲]. برای رسیدن به طرحی بهینه از این آنتن‌ها پارامترهای مختلفی از قبیل ساختار هندسی شیارها در طول شیپوری، نحوه باز شدگی شیپوری و قطر روزنه شیپوری باید به درستی تعیین شوند [۳،۱]. به این ترتیب طراحی یک آنتن شیپوری شیاردار را می‌توان معادل حل یک مسأله چند پارامتری در نظر گرفت که برای رسیدن به بهترین جواب باید هر کدام از این پارامترها به درستی مشخص شوند. یک روش مفید جهت حل مسائل چند پارامتری، الگوریتم وراثتی^۲

روش تطبیق مودی

برای تحلیل هر شیپوری تعریف شده توسط الگوریتم وراثتی از روش تطبیق مودی^۴ استفاده شده است [۳ و ۶]. روش تطبیق مودی روشی بسیار قوی و دقیق در تحلیل شیپوریهای مخروطی می‌باشد، زیرا قادر است که میدانهای عرضی روزنه را با در نظر داشتن هر گونه تبدیل مود در طول شیپوری محاسبه کند. اساس این تکنیک تقسیم طولی شیپوری به موجبرهای کوتاه استوانه‌ای است که مشخصات انتشاری آنها ریشه‌های توابع بسل و مشتقات آنها می‌باشد. از آنجاییکه هر اتصال یک ناپیوستگی پله‌ای بین دو موجبر با دیواره هموار است، تطبیق مودی در هر ناپیوستگی اعمال می‌شود تا توان تزویج شده به قسمت بعدی بدست آید. بنابراین بقاء توان در هر اتصال حفظ می‌شود که در اینصورت دامنه هر کدام از مودها در خروجی ناپیوستگی می‌تواند نسبت به دامنه مودهای ورودی اتصال بیان شود. تعداد مودهای میرا و منتشر شونده مورد نیاز جهت توصیف کل توان با سعی و خطا بدست می‌آید. برتری تطبیق مودی از آنجا ناشی می‌شود که دامنه مودها را می‌توان به صورت مؤلفه‌های ماتریس پراکندگی بیان نمود. بنابراین هر اتصال در طول شیپوری ماتریس پراکندگی خودش را دارد و ماتریس پراکندگی کل شیپوری با پشت سر هم قرار دادن متوالی ماتریسهای جزئی بدست می‌آید. به این ترتیب ماتریس پراکندگی کلی شامل ضرایب انعکاس ورودی و ضرایب انتقال خروجی است که معرف تلف برگشتی و ضرایب میدانهای روزنه است. در نتیجه برای هر مود در روزنه شیپوری ضرایب وزنی مختلطی نسبت به میدانهای مودال موجبر ورودی بدست می‌آید. آنگاه میدانهای تابشی شیپوری با تبدیل فوریه گرفتن از میدانهای روزنه محاسبه می‌شوند.

روش تطبیق مودی برای اولین بار توسط وکسلر^۵ [۷] به ناپیوستگی‌های موجبری اعمال شد و بعد از آن افراد زیادی در این زمینه فعالیت نمودند. استفاده از تطبیق مودی در تحلیل موجبرهای شیاری برای اولین بار توسط جیمز^۶ [۶] پیشنهاد شد، و تا کنون مقالات زیادی منتشر شده‌اند که برای تحلیل شیپوری از روش ارائه شده توسط جیمز بهره برده‌اند [۸، ۹، ۱۰، ۱۱ و ۱۶]. آنچه که در اینجا توضیح داده می‌شود تطبیق مودی برای ناپیوستگی‌های موجبر استوانه‌ای با سطح مقطع دایروی است. با همین

روش می‌توان بقیه موجبرها با سطح مقطعهای مختلف را نیز تحلیل نمود. در مراجع [۳] و [۱۲] تطبیق مودی کروی برای ناپیوستگی‌های موجبرهای مخروطی بررسی شده است. تطبیق مودهای استوانه‌ای را می‌توان برای تحلیل موجبرهای شیاری یا برای تحلیل شیپوری‌های با زاویه باز شدگی کوچک به کار برد. برای تحلیل شیپوری‌های با زاویه باز شدگی بزرگ باید از تطبیق مودهای کروی استفاده کرد.

ناپیوستگی موجبر استوانه‌ای را می‌توان مانند شکل (۱) بیان نمود. در این شکل یک موجبر با شعاع کوچکتر به موجبری با شعاع بزرگتر متصل شده است. در ناحیه اول میدانهای مماسی E_I, H_I در $z=0$ با توجه به حل مودال به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\begin{aligned} E_I &= \sum_{m=1}^M (A_1(m) + B_1(m)) e_1(m) \\ H_I &= \sum_{m=1}^M (A_1(m) - B_1(m)) h_1(m) \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن $e_1(m), h_1(m)$ میدانهای مودال مماس و $A_1(m), B_1(m)$ ضرایب مودال جلورونده و منعکس شونده هستند که باید مشخص شوند. تعداد کل مودها، M نیز باید به گونه‌ای انتخاب شود که از همگرایی پاسخ مطمئن شویم. به طور مشابه برای ناحیه دوم نیز در $z=0$ برای میدانهای مماسی داریم:

$$\begin{aligned} E_{II} &= \sum_{n=1}^N (A_{II}(n) + B_{II}(n)) e_{II}(n) \\ H_{II} &= \sum_{n=1}^N (A_{II}(n) - B_{II}(n)) h_{II}(n) \end{aligned} \quad (2)$$

که $A_{II}(n), B_{II}(n)$ ضرایب مودال جلو رونده و منعکس شده از محل ناپیوستگی با نگاه به محل اتصال در $z=0$ هستند.

اگر مساحت سطح مقطع موجبر با شعاع $(a_{II})a_I$ را $(S_{II})S_I$ بنامیم، با استفاده از خاصیت تعامد بین مودهای موجبری و برقراری پیوستگی میدانها در قسمت S_I و اعمال شرایط مرزی در قسمت $S_{II} - S_I$ (با فرض $S_{II} > S_I$) به معادلات ماتریسی زیر می‌رسیم:

$$\begin{aligned} P [A_I + B_I] &= Q [A_{II} + B_{II}] \\ P^T [B_{II} - A_{II}] &= R [A_I - B_I] \end{aligned} \quad (3)$$

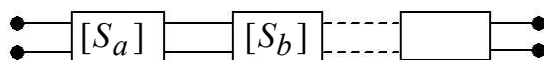
این معادلات ماتریس پراکندگی را برای ناپیوستگی در شعاع یک موجبر دایروی به قسمی که انتقال از موجبر کوچکتر به بزرگتر باشد، ارائه می‌دهد و اگر انتقال از موجبر بزرگتر به کوچکتر باشد همان محاسبات و معادلات به کار برده می‌شوند و فقط در این حالت ماتریس پراکندگی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$S = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{21} \\ S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (A)$$

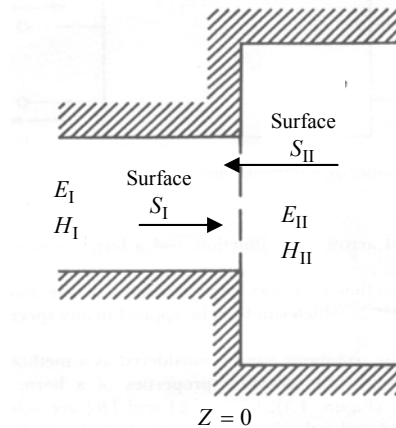
انتخاب تعداد مودها و نسبت آنها یعنی M/N یک مسأله اساسی است و چه بسا انتخاب نادرست آن علی‌رغم همگرایی، به پاسخی نادرست منتهی شود. می‌توان گفت شرط $M/N = a_I/a_{II}$ یک شرط کافی برای همگرایی پاسخ به مقدار درست است. ولی با استناد به مرجع [۳] می‌توان M, N را مساوی در نظر گرفت به شرطی که به اندازه کافی بزرگ انتخاب شوند (حدود ده تا دوازده برابر قطر روزه نسبت به طول موج در آنتن‌های شیاردار).

بین ناپیوستگی‌های سطح مقطع، موجبرهای همواری هستند که شکافها و زبانه‌های یک موجبر شیاری را تشکیل می‌دهند. بنابراین دانستن ماتریس پراکندگی طولی از یک موجبر نیز لازم است. برای یک موجبر به طول l که N مود در داخلش وجود دارد عناصر ماتریس پراکندگی عبارتند از: $S_{11} = S_{22} = 0$ و $S_{12} = S_{21} = V$ که V یک ماتریس قطری $N \times N$ است. عناصر V عبارتند از: $V_{nn} = \exp(-\gamma_n l)$ که γ_n ثابت انتشار مود n ام در داخل موجبر می‌باشد.

جهت دستیابی به ماتریس پراکندگی کل شیپوری لازم است که ماتریسهای پراکندگی ناپیوستگی‌ها و بخشهای هموار بین آنها به طور متوالی پشت سر هم قرار گیرند تا ماتریس کلی S^C حاصل شود. مطابق شکل (۲) می‌توان ماتریسهای پراکندگی را به ترتیب از چپ به راست با یکدیگر ترکیب نمود تا به ماتریس کلی رسید. عبارت (۹) روند ترکیب دو ماتریس را بیان می‌کند.



شکل ۲: ترکیب متوالی ماتریسهای پراکندگی.



شکل ۱: نمایی از یک ناپیوستگی موجبری و میدانهای دو طرف آن.

که در آن A_I, B_I ماتریسهای ستونی با M عنصر مجهول شامل ضرایب مودال $(A_I(1) \dots A_I(m))$ و $(B_I(1) \dots B_I(m))$ هستند و به طور مشابه A_{II}, B_{II} ماتریسهای ستونی با N عنصر شامل ضرایب مجهول مودال در ناحیه II هستند. ماتریس Q یک ماتریس قطری $N \times N$ و R نیز یک ماتریس قطری $M \times M$ می‌باشند. عناصر این سه ماتریس به صورت زیر به دست می‌آیند.

$$\begin{aligned} P_{nm} &= \int_{s_I} e_I(m) \times h_{II}(n) \cdot ds \\ Q_{nn} &= \int_{s_{II}} e_{II}(n) \times h_{II}(n) \cdot ds \\ R_{mm} &= \int_{s_I} e_I(m) \times h_I(m) \cdot ds \end{aligned} \quad (4)$$

با مرتب سازی دوباره این عناصر و جایگزین نمودن آنها در فرمولبندی ماتریس پراکندگی S که بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$B = S \cdot A \quad (5)$$

و در آن داریم:

$$B = \begin{bmatrix} B_I \\ B_{II} \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} A_I \\ A_{II} \end{bmatrix} \quad S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (6)$$

عناصر ماتریس پراکندگی به صورت زیر بدست می‌آیند:

$$\begin{aligned} S_{11} &= [R + P^T Q^{-1} P]^{-1} [R - P^T Q^{-1} P] \\ S_{12} &= 2 [R + P^T Q^{-1} P]^{-1} P^T \\ S_{21} &= 2 [Q + PR^{-1} P^T]^{-1} P \\ S_{22} &= - [Q + PR^{-1} P^T]^{-1} [Q - PR^{-1} P^T] \end{aligned} \quad (7)$$

برای مدهای TM_{1n} :

$$e_r = -j\eta \bar{\gamma}_{1n} J_1'(K_{1n}r) \sin \phi$$

$$e_\phi = -j\eta \bar{\gamma}_{1n} \frac{J_1(K_{1n}r)}{K_{1n}r} \cos \phi$$

$$h_r = -\frac{J_1(K_{1n}r)}{K_{1n}r} \cos \phi$$

$$h_\phi = J_1'(K_{1n}r) \sin \phi$$

$$K_{1n} = X_{1n}/a \quad ; J_1(X_{1n}) = 0$$

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

$$\bar{\gamma}_{1n} = \left[\left(\frac{X_{1n}}{ka} \right)^2 - 1 \right]^{1/2}$$

(۱۲)

با جاگذاری این میدانها در معادلات (۴) و با بهره گرفتن از انتگرال توابع بسل که بصورت تحلیلی قابل حل هستند [۱۳ و ۱۴]، ضرایب تزویج توان با در نظر گرفتن تمام مدهای TE و TM به صورت زیر به دست می‌آیند:
الف) اگر در هر دو محیط I و II مدهای TE باشند داریم:

$$P_{nm} = -\frac{j\eta \pi \bar{\gamma}_{1n} X'_{1m} J_1(X'_{1m}) J_1'(X'_{1n} a_1 / a_{II})}{(X'_{1m} / a_1)^2 - (X'_{1n} / a_{II})^2} \quad (۱۳)$$

ب) اگر در هر دو محیط I و II مدهای TM باشند داریم:

$$P_{nm} = \frac{j\eta \pi \bar{\gamma}_{1m} (X_{1n} a_1 / a_{II}) J_0(X_{1m}) J_1(X_{1n} a_1 / a_{II})}{(X_{1m} / a_1)^2 - (X_{1n} / a_{II})^2} \quad (۱۴)$$

ج) اگر در محیط I مدهای TE و در محیط II مدهای TM داشته باشیم داریم:

$$P_{nm} = \frac{\eta \pi J_1(X'_{1m}) J_1(X_{1n} a_1 / a_{II})}{(X'_{1m} / a_1)(X_{1n} / a_{II})} \quad (۱۵)$$

د) اگر در محیط I مدهای TM و در محیط II مدهای TE داشته باشیم داریم عناصر ماتریس یعنی P_{nm} برابر صفر می‌شوند.

توابع تزویج خودی مدهای TE :

$$R_{mm} = -\frac{j\eta \pi \bar{\gamma}_{1m} (X'_{1m}{}^2 - 1) J_1^2(X'_{1m})}{2(X'_{1m} / a_1)^2}$$

$$Q_{mm} = -\frac{j\eta \pi \bar{\gamma}_{1n} (X'_{1n}{}^2 - 1) J_1^2(X'_{1n})}{2(X'_{1n} / a_{II})^2} \quad (۱۶)$$

$$S_{11}^C = S_{12}^a [I - S_{11}^b S_{22}^a]^{-1} S_{11}^b S_{21}^a + S_{11}^a$$

$$S_{12}^C = S_{12}^a [I - S_{11}^b S_{22}^a]^{-1} S_{12}^b$$

$$S_{21}^C = S_{21}^b [I - S_{22}^a S_{11}^b]^{-1} S_{21}^a$$

$$S_{22}^C = S_{21}^b [I - S_{22}^a S_{11}^b]^{-1} S_{22}^a S_{12}^b + S_{22}^b \quad (۹)$$

که I ماتریس واحد می‌باشد. بنابراین با شروع از اولین ناپیوستگی و موجبر کوتاه بعد از آن و ترکیب متوالی ماتریسها تا آخر شیپوری به ماتریس پراکنندگی کل شیپوری می‌رسیم.

با در نظر گرفتن انتشار مود غالب TE_{11} در موجبر دایروی ورودی با توجه به فرمولبندی (۵) برای A_I, A_{II} داریم:

$$A_I(1) = 1, \quad A_I(m) = 0 \text{ for } m > 1 \text{ and } A_{II} = 0$$

(۱۰)

بنابراین مدهای برگشتی از $B_I = S_{11}^C A_I$ و مدهای انتقالی از $B_{II} = S_{21}^C A_I$ بدست می‌آیند. معرف ضرایب مدهای میدان روی روزنه است و تلف برگشتی بر حسب dB برابر است با $20 \log B_I(1)$.

میدانهای داخل موجبر و حل انتگرالهای تزویج توان

بنابر آنچه گفته شد اگر فرض کنیم در موجبر ورودی فقط مود TE_{11} وجود داشته باشد از آنجائیکه ساختار هندسی موجبر فقط در راستای r دستخوش تغییر می‌شود و در راستای ϕ تغییری ندارد، در هر کدام از ناپیوستگی‌ها فقط مدهای TE_{1n} و TM_{1n} تحریک می‌شوند. بنابراین توزیع میدانها در دو طرف ناپیوستگی برای مدهای TE_{1n} و TM_{1n} می‌تواند به ترتیب به صورت عبارات (۱۱) و (۱۲) باشد.

برای مدهای TE_{1n} :

$$e_r = \eta \frac{J_1(K_{1n}r)}{K_{1n}r} \sin \phi$$

$$e_\phi = \eta J_1'(K_{1n}r) \cos \phi$$

$$h_r = j\bar{\gamma}_{1n} J_1'(K_{1n}r) \cos \phi$$

$$h_\phi = -j\bar{\gamma}_{1n} \frac{J_1(K_{1n}r)}{K_{1n}r} \sin \phi$$

$$K_{1n} = X'_{1n}/a \quad ; J_1'(X'_{1n}) = 0$$

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

$$\bar{\gamma}_{1n} = \left[\left(\frac{X'_{1n}}{ka} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \quad (۱۱)$$

گرفتن توأم جریانهای مغناطیسی و الکتریکی به شرح زیر است.

الف) برای مودهای TE :

$$E_{\theta}^n = \frac{ja^2 \eta k e^{-jkr}}{2r} [1 - j\bar{\gamma}_n \cos \theta] \frac{J_1(X'_{1n}) J_1(z)}{X'_{1n} z} \sin \phi$$

$$E_{\phi}^n = \frac{ja^2 \eta k e^{-jkr}}{2r} [\cos \theta - j\bar{\gamma}_n] \frac{X'_{1n} J_1(X'_{1n}) J'_1(z)}{X'_{1n}{}^2 - z^2} \cos \phi$$

(۱۸)

ب) برای مودهای TM :

$$E_{\theta}^n = \frac{ja^2 \eta k e^{-jkr}}{2r} [j\bar{\gamma}_n - \cos \theta] \frac{z J_1(z) J'_1(X'_{1n})}{X'_{1n}{}^2 - z^2} \sin \phi$$

$$E_{\phi}^n = 0$$

(۱۹)

در عبارات فوق n بیانگر n امین مود روزنه است و $z = ka \sin \theta$ می‌باشد. میدانهای تابشی شیپوری با جمع آثار میدانهای تابشی تک تک مودها حاصل می‌شود. البته باید در نظر داشت که ضریب هر مود در روزنه در عبارات (۱۸) و (۱۹) ضرب می‌شود تا میدان تابشی آن مود محاسبه گردد. بر اساس مطالب گفته شده یک برنامه کامپیوتری نوشته شده است که با دریافت ساختار هندسی شیپوری تلف برگشتی و میدانهای تابشی آن را محاسبه می‌کند. صحت این برنامه با نرم افزار HFSS تایید شده است [۱۷].

پارامترهای بهینه سازی

با توجه به نوع مسأله و درجه آزادی‌های موجود در آن می‌توان به طرحهای مختلفی رسید. در طراحی آنتن شیپوری شیاردار مهمترین پارامترهای طراحی عبارتند از: طول شیپوری یا نحوه بازشدگی آن، هندسه شیارها در ناحیه گلوگاه و طول شیپوری، قطر روزنه و قطر گلوگاه شیپوری. با توجه به ملزومات طراحی می‌توان برخی از پارامترهای فوق را از روی جداول و منحنی‌های موجود معین کرد و بقیه پارامترها را به کمک الگوریتم وراثتی بدست آورد. برای طراحی شیپوری با پروفایل^۷ مربع سینوسی هشت پارامتر جهت بهینه سازی انتخاب می‌شوند. معادله این پروفایل به صورت زیر است [۱]:

$$r(z) = r_{11} + (r_{12} - r_{11}) \left[\frac{z}{L} (1-A) + A \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{z}{L} \right) \right]$$

(۲۰)

شکل (۳) پروفایل حاصله را نشان می‌دهد. A مقدار

توابع توزیع خودی برای مودهای TM:

$$R_{mm} = -\frac{1}{2} j \eta \pi \bar{\gamma}_{1m} a_1^2 J_0^2(X_{1m})$$

$$Q_{nn} = -\frac{1}{2} j \eta \pi \bar{\gamma}_{1n} a_{1n}^2 J_0^2(X_{1n})$$

(۱۷)

اگر مودها را بر اساس ریشه‌های توابع بسل مربوطه مرتب کنیم مودهای فرد، مودهای TE و مودهای زوج، مودهای TM خواهند بود. با توجه به روش گفته شده در فوق، برنامه‌ای نوشته شده است که با دریافت ساختار هندسی آنتن شیپوری و بهره گرفتن از زیر برنامه‌هایی که ماتریسهای پراکندگی ناپیوستگی و موجبر به طول محدود را محاسبه می‌نمایند، کل ماتریس پراکندگی و در نتیجه تلف برگشتی و ضرایب مودال میدانهای روزنه را محاسبه می‌نماید. بنابراین با پایان یافتن حل ناحیه داخلی شیپوری نوبت به حل ناحیه خارجی و محاسبه میدانهای تشعشعی می‌رسد که در ادامه به آن می‌پردازیم.

تشعشع از روزنه شیپوری

بعد از آن که میدانهای روی روزنه مشخص شدند به چند روش می‌توان الگوهای تشعشعی آنتن شیپوری را محاسبه نمود. ساده‌ترین روش گرفتن تبدیل فوریه از میدانهای روزنه است. در این روش ابتدا جریان مماسی معادل روی صفحه روزنه محاسبه می‌شود و سپس تشعشع این جریانها در محیط $z > 0$ محاسبه می‌شود. برای این منظور می‌توان روزنه را در یک صفحه هادی الکتریکی فرض نمود و فقط تشعشع میدانهای الکتریکی (جریانهای معادل مغناطیسی) را محاسبه نمود یا روزنه را در یک صفحه هادی مغناطیسی فرض کرده و فقط تشعشع میدانهای مغناطیسی (جریانهای معادل الکتریکی) را محاسبه کرد. یک روش دیگر اینست که جریانهای معادل الکتریکی و جریانهای معادل مغناطیسی را با هم در نظر بگیریم که در اینصورت دیگر فرض وجود روزنه در یک صفحه هادی اعتباری ندارد. محاسبات انجام شده برای رسیدن به میدانهای تابشی بر مبنای روشی است که در آن میدانهای تابشی برای مودهای TE و TM به طور جداگانه محاسبه شده است [۱۵] و توزیع میدانها بر روی روزنه برای هر کدام از مودها مطابق با روابط (۱۱) و (۱۲) در نظر گرفته شده است. پس از انجام محاسباتی طولانی میدانهای تابشی شیپوری برای هر کدام از مودها با در نظر

شیپوری شدن را تعیین می‌کند، $A=0$ منجر به بازشدگی خطی و $A=1$ منجر به بازشدگی مربع سینوسی می‌گردد. مقدار بهینه برای A حدود 0.7 می‌باشد [۱].

شیپوری مورد نظر به صورت مربع سینوسی است (معادله (۲۰)) که پارامترهای بهینه سازی آن مانند شیپوری طراحی شده قبل می‌باشد و فقط شعاع روزنه شیپوری به عنوان پارامتر هشتم به آنها اضافه شده است. جدول (۲) این پارامترها، کرانه‌های بالا و پائین و تعداد بیت‌های هر پارامتر را نشان می‌دهد.

در دومین طرح، یعنی شیپوری شیاردار با باز شدگی خطی پارامترهای انتخاب شده جهت بهینه سازی همان پارامترهای جدول (۲) می‌باشند و فقط پارامتر A حذف شده است. محدوده تغییر و تعداد بیت‌های هر پارامتر نیز مانند جدول (۲) انتخاب شده‌اند.

در حالت سوم ابعاد هر کدام از موجبرهایی که مولد شکاف یا زبانه هستند به طور مستقل از بقیه بهینه می‌شود. در این حالت با توجه به طرح بهینه نشده، تعداد شکافها در طول شیپوری ثابت فرض می‌شود. بردار پارامترهای بهینه شونده به صورت عبارت (۲۱) می‌باشد.

$$X = (a_1, a_2, \dots, a_n : l_1, l_2, \dots, l_n) \quad (21)$$

که در آن a_i, l_i به ترتیب بیانگر طول و شعاع موجبری هستند که شکاف یا زبانه نام را بوجود آورده است. از آنجایی که کلاً ۱۵ شکاف در طول شیپوری وجود دارد، بردار بهینه شونده ۶۰ عضو خواهد داشت. کرانه‌های بالا و پائین برای شعاع و طول موجبرهای کوچک به صورت زیر مشخص می‌شوند.

$$0.95a_{0i} < a_i < 1.05a_{0i} \\ 0.4l_{0i} < l_i < 1.1l_{0i}$$

(۲۲)

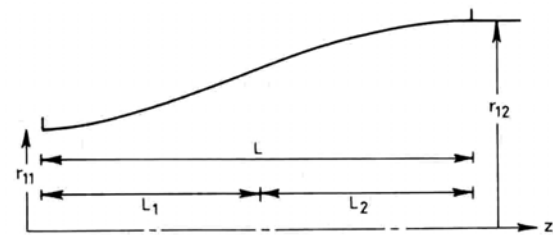
که a_{0i}, l_{0i} به ترتیب طول و شعاع بخش نام از شیپوری اولیه هستند. برای داشتن دقت کافی هر کدام از این پارامترها با ۱۰ بیت دودویی کد شده‌اند.

برای هر کدام از آنتنهای مورد نظر یک تابع هدف تعریف شده که الگوریتم وراثتی سعی در کمینه کردن آن دارد. در بخش بعد این توابع هدف را بررسی می‌کنیم.

نتایج عددی

الف- طراحی یک شیپوری شیاردار با پروفایل مربع سینوسی

در این قسمت قصد داریم یک آنتن شیپوری شیاردار با پروفایل مربع سینوسی طراحی نماییم که معادله



شکل ۳: نمایی از پروفایل مربع سینوسی.

پارامترهای بهینه شونده برای این پروفایل عبارتند از : طول شیپوری بر حسب طول موج (L_h) ، عمق اولین شکاف در ناحیه گلوگاه بر حسب طول موج (S_{th}) ، عمق ثابت شکاف در طول شیپوری بر حسب طول موج (S) ، مقدار شکل داده شدگی پروفایل شیپوری (A) ، تعداد شیارهای ناحیه گلوگاه (N_{th}) ، تعداد شیارها در هر طول موج (N) ، نسبت پهنای زبانه به شکاف (tsr) . حدود بالا و پائین برای هر پارامتر با توجه به منحنی‌های ارائه شده در [۱] انتخاب شده‌اند. با توجه به دقت مورد نیاز برای هر پارامتر آنها را به صورت دودویی کد نموده‌ایم. جدول (۱) این پارامترها، کرانه‌های بالا و پائین و تعداد بیت‌های هر پارامتر را نشان می‌دهد.

برای بهینه‌سازی شیپوری مرجع [۵] سه طرح در نظر گرفته شده است. در اولین طرح پیشنهادی پروفایل

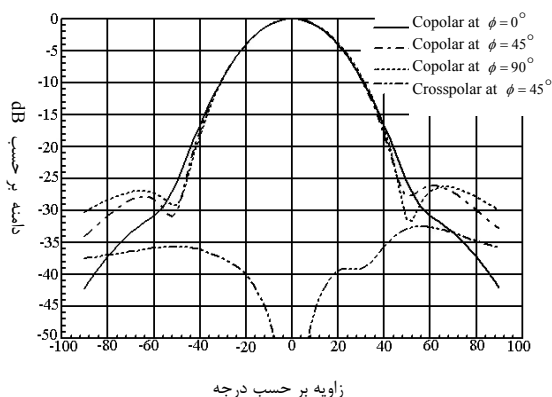
جدول ۱: پارامترهای بهینه شونده و کرانه‌های بالا و پائین برای طراحی شیپوری شیاردار با پروفایل مربع سینوسی.

پارامترهای بهینه شونده	L_h	S_{th}	S	A	N_{th}	N	tsr
کران بالا	۱/۴	۰/۳۵	۰/۲۲	۰/۳	۵	۳	۰/۰۲
کران پائین	۲	۰/۶۵	۰/۴	۰/۹	۱۵	۱۰	۱
تعداد بیتها	۱۰	۱۰	۱۰	۱۰	۱۰	۱۰	۱۰

جدول ۲: پارامترهای بهینه شونده و کرانه‌های بالا و پائین برای بهینه‌سازی شیپوری شیاردار با پروفایل مربع سینوسی.

پارامترهای بهینه شونده	L_h	S_{th}	S	A	N_{th}	N	tsr	R_a
کران بالا	۱/۴	۰/۳۵	۰/۲۵	۰/۳	۵	۳	۰/۰۲	۰/۷۵
کران پائین	۲	۰/۵۱	۰/۴	۱	۱۵	۱۰	۱	۱/۲۵
تعداد بیتها	۶	۵	۵	۶	۶	۶	۷	۶

منتقل می‌شوند. با اختصاص ۳۰ عضو به جمعیت هر نسل بعد از تولید ۳۰ نسل به طرحی می‌رسیم که پهنای نصف توان آن حدود ۳۴ درجه و تلف برگشتی و قطبی شدگی متقاطع آن حدود 35 dB می‌باشد. بردار پارامترهای بهینه شده به همراه نمایی از آنتن شیپوری حاصله در شکل (۴) دیده می‌شوند. برای اطمینان از طرح حاصل شده الگوهای تابشی این آنتن یکبار دیگر توسط نرم افزار *Ansoft HFSS* محاسبه شده‌اند که در شکل (۵) دیده می‌شوند. تلف برگشتی این شیپوری در فرکانس $8/2$ گیگا هرتز توسط نرم افزار *Ansoft HFSS* $31/46\text{ dB}$ و بیشترین مقدار قطبی شدگی متقاطع حدود $32/5\text{ dB}$ محاسبه شده است.



شکل ۵: الگوهای تابشی بدست آمده توسط نرم افزار *Ansoft HFSS* برای شیپوری با پروفایل مربع سینوسی.

ب- بهبود عملکرد یک آنتن شیپوری شیاردار

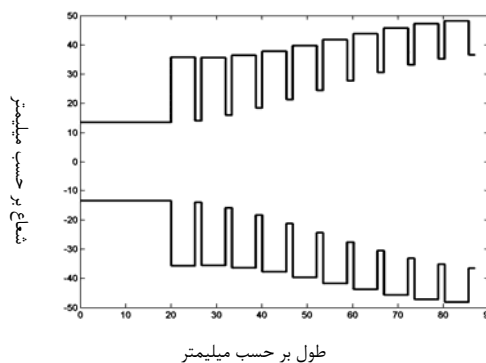
در این بخش قصد داریم به یک طراحی بهینه برای آنتنی دست یابیم که قبلاً به روش سعی و خطا طراحی شده است [۵]. این آنتن جهت روشن کردن یک بازتابنده منحرّف از مرکز به قطر $1/8$ متر در یک ایستگاه زمینی قابل حمل برای ارتباط با ماهواره‌ای در مدار *LEO* و باند *X* طراحی شده است. مشخصات مورد نظر در طراحی این آنتن عبارتند از پهنای نصف توان پرتو برابر $28/3$ درجه، پهنای پرتو 10 dB برابر $68/2$ درجه و بهره در جهت محور برابر $14/2\text{ dBi}$. این آنتن در مرجع [۵] با پروفایل خطی طراحی شده و از آنجائیکه الگوی تابشی نسبتاً پهنی نیاز است از روزنه کوچک (حدود ۲ برابر طول موج) استفاده شده است. کلاً ۱۵ شیار در طول شیپوری با نسبت پهنای زیانه به پهنای شکاف برابر یک وجود دارد که عمق آنها در طول ۱۰ شیار از $0/5\lambda$ به $0/3\lambda$ کاهش

پروفایل در (۲۰) آمده است. تلف برگشتی و قطبی شدگی متقاطع این آنتن در فرکانس $8/2$ گیگا هرتز باید کمتر از 30 dB و پهنای نصف توان پرتو آن حدود $34/5$ درجه باشد. به خاطر وجود مود خالص TE_{11} در موجبر ورودی شعاع ناحیه گلوگاه ۱۳ میلیمتر در نظر گرفته شده است. تابع هدف به گونه‌ای تعریف می‌شود که بتوان به مشخصات مورد نظر دست یافت. در این حالت تابع هدف به صورت مجموعی از مربع اختلاف بین پهنای نصف توان با مقدار مطلوب، اختلاف تلف برگشتی با مقدار مورد نظر و اختلاف حداکثر قطبی شدگی متقاطع با مقدار تعیین شده، تعریف شده است. رابطه (۲۳) تابع هدف تعریف شده برای این حالت را نشان می‌دهد.

$$ObjV = 0.5 \times (RL - RL_t) + (XP - XP_t) + 2 \times (W_{3dB} - W_{3dBt})^2 \quad (23)$$

در عبارت فوق RL ، XP و W_{3dB} به ترتیب معرف تلف برگشتی، قطبی شدگی متقاطع و پهنای پرتوی نصف توان می‌باشند. زیر نویس t نیز مقدار مطلوب هر مشخصه را نشان می‌دهد. ضرایب عبارت (۲۳) با چند بار اجرای الگوریتم وراثتی به صورت بهینه انتخاب شده‌اند. مقدار تلف برگشتی و حداکثر مقدار مؤلفه قطبی شدگی متقاطع مورد نظر برای این طراحی 30 dB در نظر گرفته شده است.

پارامترهای بهینه شده	۰/۴۹۸۴	۹/۴۴۴۴	۶/۱۱۱۱	۰/۸۲۲۲	۰/۳۲۷۴	۰/۵۱۰۰	۰/۸۱۹
----------------------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	-------



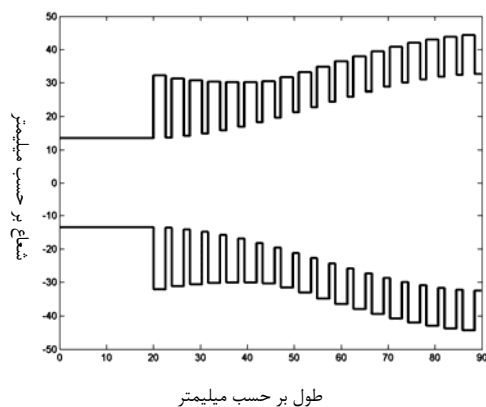
شکل ۴: نمایی از آنتن طراحی شده با پروفایل مربع سینوسی به همراه پارامترهای بهینه شده.

برای اجرای الگوریتم وراثتی احتمال عملگر برش $0/8$ و احتمال عملگر جهش $0/26$ انتخاب شده‌اند و در تولید هر نسل از ویژگی نخبه‌گرایی استفاده شده یعنی $0/1$ از بهترین افراد هر نسل (در اینجا سه عضو) به نسل بعدی

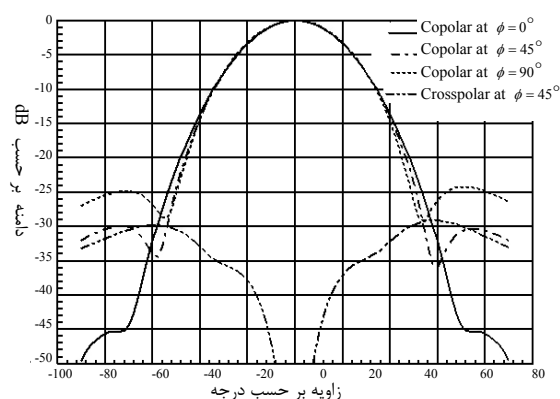
برگشتی این شیپوری در فرکانس مرکزی توسط نرم افزار *Ansoft HFSS*، $-41/8 \text{ dB}$ و در کل باند ۸ تا $8/4$ گیگا هرتز کمتر 33 dB بدست آمده است. طول شیپوری حدود ۴ میلیمتر بیشتر از طول شیپوری طراحی شده به روش سعی و خطا است. نسبت پهنای زبانه به پهنای شکاف نصف شده که نشان دهنده وزن کمتر شیپوری حاصله می‌باشد. تلف برگشتی در فرکانس مرکزی حدود 12 dB و در کل باند حدود 7 dB بهبود یافته در صورتیکه مؤلفه قطبی شدگی متقاطع حدود 5 dB بدتر شده است. در حالت دوم یعنی حالت بازشدگی خطی ضرایب تابع هدف کمی با ضرایب تابع عبارت (۲۴) متفاوت می‌باشد. در این حالت تابع هدف به صورت عبارت (۲۵) تعریف می‌شود.

$$ObjV = (RL - RL_t) + (XP - XP_t) + 4 \times [(W_{10dB} - W_{10dBt})^2 + (W_{3dB} - W_{3dBt})^2] \quad (25)$$

پارامترهای بهینه شده	۰/۸۹۲۹	۰/۴۹۸۴	۹/۴۴۴۴	۶/۱۱۱۱	۰/۸۲۲۶	۰/۳۲۲۴	۰/۵۱۰۰	۰/۸۱۹
-------------------------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	-------



شکل ۶: نمایشی از آنتن بهینه شده با پروفایل مربع سینوسی به همراه پارامترهای بهینه شده.



شکل ۷: الگوهای تابشی بدست آمده توسط نرم افزار *Ansoft HFSS* برای شیپوری با پروفایل مربع سینوسی.

می‌یابد و ۵ شکاف با عمق ثابت $0/3 \lambda$ در قسمت روزنه قرار می‌گیرند. تلف برگشتی این شیپوری در فرکانس مرکزی $8/2$ گیگا هرتز $28/8 \text{ dB}$ و حداکثر مؤلفه قطبی شدگی متقاطع 35 dB گزارش شده است. تلف برگشتی این شیپوری از فرکانس ۸ تا $8/4$ گیگا هرتز کمتر از $26/5 \text{ dB}$ محاسبه شده است.

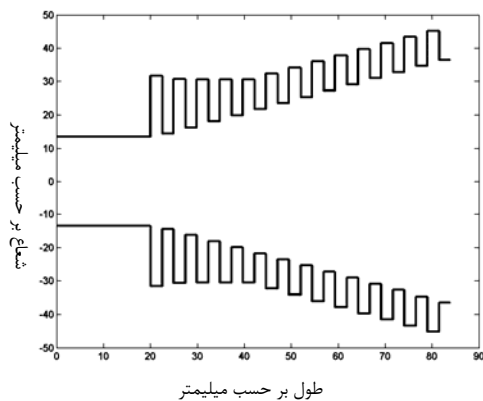
اولین طرح پیشنهادی دارای پروفایل مربع سینوسی است که در آن به خاطر وجود مود خالص TE_{11} در موجبر ورودی، شعاع ناحیه گلوگاه $13/5$ میلیمتر در نظر گرفته شده است. تابع هدف به گونه‌ای تعریف می‌شود که بتوان به مشخصات مورد نظر دست یافت. برای طراحی آنتن شیپوری با پروفایل مربع سینوسی تابع هدف به صورت مجموعی از مربع اختلاف بین پهنای نصف توان با مقدار مطلوب، مربع اختلاف پهنای 10 dB با مقدار مطلوب، اختلاف تلف برگشتی با مقدار مورد نظر و اختلاف حداکثر قطبی شدگی متقاطع با مقدار تعیین شده، تعریف شده است. رابطه (۲۴) تابع هدف تعریف شده برای این حالت را نشان می‌دهد.

$$ObjV = 0.5 \times (RL - RL_t) + 4 \times (XP - XP_t) + 3 \times [(W_{10dB} - W_{10dBt})^2 + (W_{3dB} - W_{3dBt})^2] \quad (24)$$

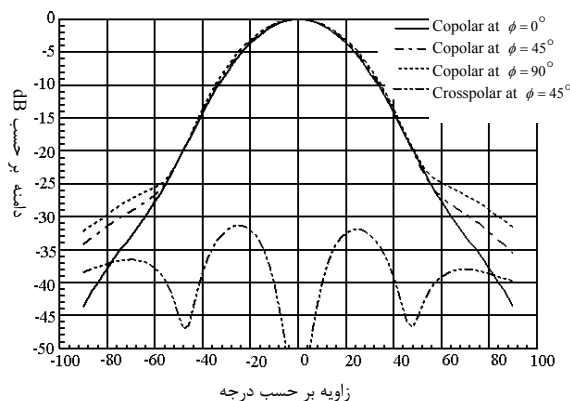
مقدار تلف برگشتی و حداکثر مقدار مؤلفه قطبی شدگی متقاطع مورد نظر برای این طراحی 35 dB در نظر گرفته شده است. برای اجرای الگوریتم وراثتی احتمال عملگر برش $0/85$ و احتمال عملگر جهش $0/175$ انتخاب شده‌اند. با اختصاص ۴۰ عضو به جمعیت هر نسل بعد از تولید ۱۰۰ نسل به طراحی مورد نظر می‌رسیم. مانند قبل در تولید هر نسل از ویژگی نخبه‌گرایی استفاده شده یعنی $0/1$ از بهترین افراد هر نسل (در اینجا چهار عضو) به نسل بعدی منتقل می‌شوند. پارامترهای بهینه شده به همراه نمایشی از آنتن شیپوری حاصله در شکل (۶) دیده می‌شوند. تلف برگشتی و قطبی شدگی متقاطع در فرکانس مرکزی به ترتیب کمتر از 47 dB و 35 dB بدست آمده است. از آنجائیکه نتایج گزارش شده از شبیه سازی آنتن طراحی شده در [۵] توسط نرم افزار *HFSS* محاسبه شده است، ما نیز جهت مقایسه، طراحی خود را با نرم افزار مذکور شبیه سازی نموده‌ایم که در شکل (۷) الگوهای تابشی و در شکل (۸) بهره محاسبه شده این شیپوری توسط *Ansoft HFSS* نشان داده شده‌اند. تلف

پارامترهای الگوریتم وراثتی مشابه حالت باز شدگی خطی انتخاب شده‌اند. نمایی از ساختار آنتن بهینه شده به همراه آنتن اصلی در شکل (۱۲) نشان داده شده است. دیده می‌شود که در این حالت هیچ نظمی بین شیارهای مجاور وجود ندارد. در شکل (۱۳) الگوهای تابشی و در شکل (۱۴) بهره محاسبه شده این شیپوری توسط *Ansoft HFSS* نشان داده شده است. تلف برگشتی این شیپوری در فرکانس مرکزی توسط نرم افزار ذکر شده $45/8 \text{ dB}$ و در کل باند کمتر از 33 dB محاسبه شده است. طول شیپوری حدود ۱۶ میلیمتر کوتاهتر شده است. تلف برگشتی در فرکانس مرکزی حدود 16 dB و در کل باند حدود 7 dB بهبود یافته در صورتیکه مؤلفه قطبی شدگی متقاطع حدود 3 dB بدتر شده است.

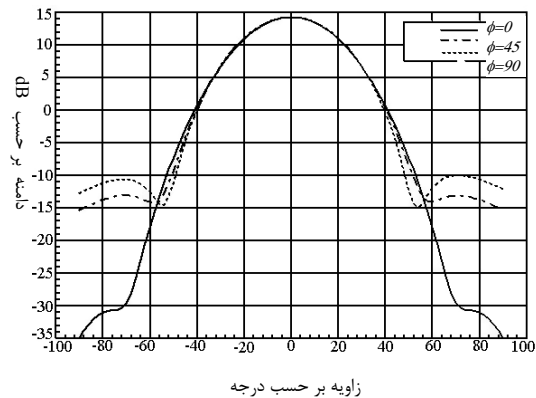
پارامترهای بهینه شده	۰/۹۹۶۰	۰/۹۳۸۳	۷/۴۴۴۴	۵/۳۱۷۵	۰/۲۸۸۷	۰/۴۹۵۲	۱/۶۱۹۰
----------------------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------



شکل ۹: نمایی از آنتن طراحی شده با بازشدگی خطی به همراه پارامترهای بهینه شده.



شکل ۱۰: الگوهای تابشی بدست آمده توسط نرم افزار *Ansoft HFSS* برای شیپوری با بازشدگی خطی.

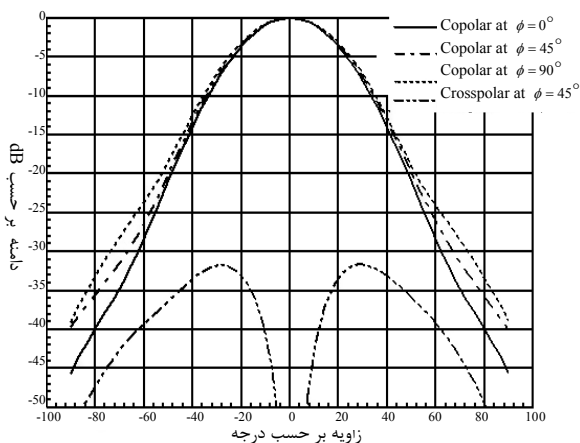


شکل ۸: بهره محاسبه شده توسط نرم افزار *Ansoft HFSS* برای شیپوری با پروفایل مربع سینوسی.

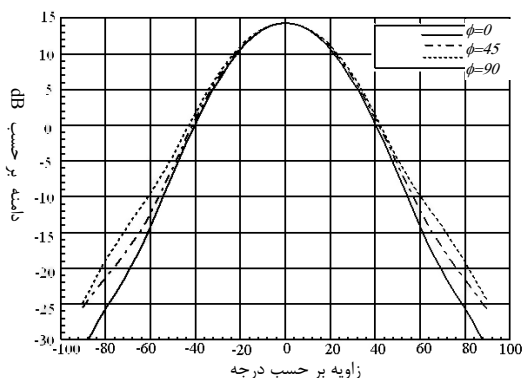
برای اجرای الگوریتم وراثتی احتمال عملگر برش $0/85$ و احتمال عملگر جهش $0/20$ در نظر گرفته می‌شوند. تعداد جمعیت هر نسل ۴۰ تا و تعداد تولید نسلها ۷۰ نسل انتخاب می‌شود. مانند حالت قبل از ویژگی نخبه گرایی نیز استفاده شده است. بردار پارامترهای بهینه شده به همراه نمایی از شیپوری حاصله در شکل (۹) دیده می‌شوند. تلف برگشتی این شیپوری و مؤلفه قطبی شدگی متقاطع اش در فرکانس مرکزی به ترتیب 46 dB و 34 dB بدست آمده است. در شکل (۱۰) الگوهای تابشی و در شکل (۱۱) بهره این شیپوری که توسط *Ansoft HFSS* محاسبه شده‌اند، نشان داده شده است. تلف برگشتی این شیپوری در فرکانس مرکزی توسط نرم افزار *Ansoft HFSS* $39/2 \text{ dB}$ و در کل باند ۸ تا $8/4$ گیگا هرتز کمتر 33 dB بدست آمده است. طول شیپوری حدود ۷ میلیمتر کمتر از طول شیپوری طراحی شده به روش سعی و خطا است. نسبت پهنای زبانه به پهنای شکاف به مقدار جزئی کم شده و در مجموع می‌توان گفت وزن شیپوری حاصله کمتر شده است. تلف برگشتی در فرکانس مرکزی حدود 11 dB و در کل باند حدود 7 dB بهبود یافته در صورتیکه مؤلفه قطبی شدگی متقاطع حدود 3 dB بدتر شده است.

برای حالت سوم تابع هدف به صورت عبارت (۲۶) تعریف می‌شود. که ضرایب آن با دو مورد قبلی اندکی اختلاف دارند.

$$ObjV = 0.5 \times (RL - RL_t) + 2 * (XP - XP_t) + 5 \times [(W_{10dB} - W_{10dBt})^2 + (W_{3dB} - W_{3dBt})^2] \quad (26)$$



شکل ۱۳: الگوهای تابشی بدست آمده توسط نرم افزار Ansoft HFSS برای شیپوری با ساختار نامنظم شیارها.

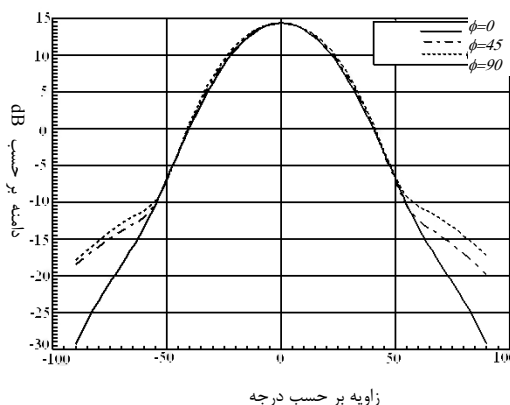


شکل ۱۴: بهره محاسبه شده توسط نرم افزار Ansoft HFSS برای شیپوری با ساختار نامنظم شیارها.

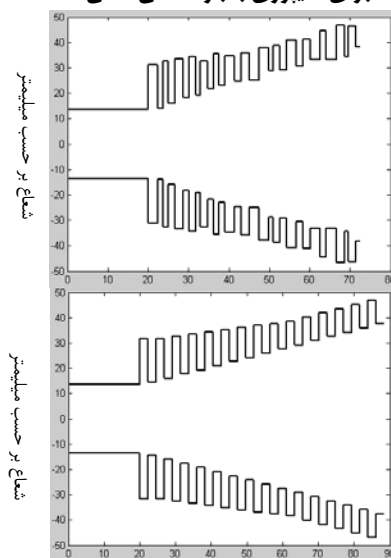
نتیجه گیری

در این مقاله به کمک روش تطبیق مودی و استفاده از الگوریتم وراثتی روش طراحی بهینه یک شیپوری توضیح داده شد. برای این منظور مهمترین پارامترهای یک شیپوری شیاردار جهت بهینه سازی معرفی شدند. و با توجه به روش ارائه شده، سه طرح بهینه برای یک شیپوری بدست آمد که قبلاً به روش متعارف طراحی شده بود. در این سه طرح قدرت الگوریتم وراثتی در بهینه سازی عملکرد آنتن شیپوری به خوبی دیده می شود. هم عملکرد الکترومغناطیسی و هم مشخصات مکانیکی آنتن بهینه شده با بازشدگی خطی از آنتن مورد نظر بهتر است.

در جدول (۳) مهمترین مشخصات سه شیپوری بهینه شده و شیپوری مرجع [۵] به همراه برخی ویژگی های الکترومغناطیسی آنها جهت مقایسه آورده شده اند. دیده می شود که در هر سه شیپوری بهینه شده تلف برگشتی، که مهمترین فاکتور طراحی می باشد، تا حد قابل مقایسه ای بهبود یافته است. هر چند مقدار قطبی شدگی متقاطع اندکی افزایش یافته ولی هنوز هم در بازه خوبی قرار دارد. از نظر ساخت مکانیکی نیز شیپوری بهینه شده با بازشدگی خطی بدلیل طول و تعداد شیار کمتر بر دو شیپوری دیگر مزیت دارد. به نظر می رسد علی رغم افزایش اندک طول شیپوری با پروفایل مربع سینوسی بدلیل کمترین نسبت پهنای زبانه به پهنای شکاف از شیپوری مرجع [۵] سبکتر باشد.



شکل ۱۵: بهره محاسبه شده توسط نرم افزار Ansoft HFSS برای شیپوری با باز شدگی خطی.



طول بر حسب میلیمتر

شکل ۱۶: نمایی از آنتن بهینه شده با ساختار نامنظم (بالا) و آنتن بهینه نشده مربوطه (پائین).

جدول ۳: مقایسه شیپوریهای بهینه شده با شیپوری مرجع [۵].

شیپوری بهینه شده با ساختار نامنظم	شیپوری بهینه شده با بازشدگی خطی	شیپوری بهینه شده با پروفایل مربع سینوسی	شیپوری مرجع [۵]	
۵۲	۶۳/۸	۶۹/۷	۶۸/۴	طول برحسب میلیمتر
۱۵	۱۳	۱۸	۱۵	تعداد کل شیارها
-	۵/۳۱۷	۶/۱۱۱	۱۰	تعداد شیارهای ناحیه گلوگاه
-	۷/۴۴۴	۹/۴۴۴	۸	تعداد شیارها در هر طول موج
-	۰/۹۳۸	۰/۴۹۸	۱	نسبت پهنای زبانه به شکاف
-	۰/۴۹۵	۰/۵۱	۰/۵	عمق اولین شیار (بر حسب λ)
-	۰/۲۸۸	۰/۳۲۷	۰/۳	عمق آخرین شیار (بر حسب λ)
-۴۵/۸	-۳۹/۲	-۴۱/۸	-۲۸/۸	تلف برگشتی در فرکانس مرکزی dB
-۳۳	-۳۳	-۳۳	-۲۶/۵	حداکثر تلف برگشتی در کل باند dB
-۳۲	-۳۰	-۳۲	-۳۵	مؤلفه قطبی شدگی متقاطع dB

مراجع

- 1 – Clarricoats, P. J. and Olver, A. D. (1984). "Corrugated horns for microwave antennas." *Peter Peregrinus IEE, Ld.*
- 2 - Granet, C., Bird, T. S. and James, G. L. (2000). "Compact multimode horn with low side lobes for global earth coverage." *IEEE Trans.*, Vol. AP48, No. 7, PP. 1125-1133.
- 3 - Olver, A. D., Clarricoats, P. J. B., Kishk, A. A. and Shafai, L. (1994). "Microwave horn and feeds." *IEEE Press.*
- 4 - Rahmat-Samii, Y. and Michielssen, R. (1999). *Electromagnetic optimization by Genetic Algorithms*. Wiley, New York.
- 5 - Bayat, A. R. and Khaleghi, A. (2003). "Design and implementation of x-band corrugated feed horn for offset reflector antenna." *Int'l Symposium on Telecommunications (IST)*, 16-18 August, 2003, Isfahan-Iran.
- 6 - James, G. L. (1981). "Analysis and design of TE₁₁- to - HE₁₁ corrugated cylindrical waveguide mode converters." *IEEE Trans.*, Vol. MTT29, No. 10, PP. 1059-1066.
- 7 - Wexler, A. (1967). "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis." *IEEE Trans.*, Vol. MTT-15, PP. 508-517.
- 8 - Lucci, L., Nesti, R., Pelosi, G. and Selleri, S. (2002). "Parallel genetic algorithms for the design of profiled corrugated circular horns." *International symposium on Antennas*, Jina.
- 9 - Sinton, S., Robinson, J. and Rahmat-Samii, Y. (2002). "Standard and micro genetic algorithm optimization of profiled corrugated horn antennas." *Microwave & Optical Technology Letters*, Vol. 35, No. 6, PP. 449-453.
- 10 - Jamnejad, V., Hoorfar, A. and Manshadi, F. (2002). "Evolutionary design of corrugated horn antennas." *International symposium on Antennas*, Jina.
- 11 – Skobelev, S. P. and Bon Jun Ku. (2000). "Optimum geometry and performance of a dual-mode horn modification." *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 43, No. 1.
- 12 – James, G. L. (1983). "On the problem of applying mode-matching techniques in analyzing conical waveguide discontinuities." *IEEE Trans.*, Vol. MTT-31. No. 9, PP. 718 –723.

- 13 - Manring, E. B. and Asmussen, J. (1993). "Useful Bessel function identities and integrals." *IEEE Trans.*, Vol. MTT-41, No. 8, PP. 1468-1471.
- 14 - Gradshteyn, I. S. and Ryzhik, I. W. (1965). *Tables of Integrals, Series and Products*. New York, Academic, PP. 634.
- 15 - Balanis, C. A. (1982). *Antenna Theory : Analysis and Design* . New York, Harper & Row, Publishers.
- ۱۶- فائزی، ه. و راشد محصل، ج. "بهبود عملکرد آنتن شیپوری شیاردار به کمک الگوریتم وراثتی." دوازدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، مشهد، اردیبهشت، (۱۳۸۳).
- ۱۷- فائزی، ه. و راشد محصل، ج. "بهبود عملکرد آنتن شیپوری شیاردار به کمک الگوریتم وراثتی و تطبیق مودی." پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه تهران، (۱۳۸۲)

واژه‌های انگلیسی به ترتیب استفاده در متن

-
- 1 - Horn Antennas
 - 2 - Genetic Algorithm
 - 3 - Offset Reflector
 - 4 - Mode Matching
 - 5 - Wexler
 - 6 - James
 - 7 - Profile
 - 8 - Crossover
 - 9 - Mutation
-