
The Design and Analysis of a Novel Optical Delay line Based on Ring Resonators and Microcomb laser Source for Beamforming in a Phased Array Radar

A. Ghorbani^{*}, S. Zarezadeh

^{*} Department of Electrical Engineering AmirKabir University of Technology, Tehran, Iran

(Received: 28/04/2021, Accepted: 11/12/2021)

Abstract

The phased array radars are a favourable type in the group of radars due to their agility in scanning the space and their highly flexible radiation patterns. However, due to their dependence on the phase to frequency shifters, these radars suffer from “beam squint”, which limits the radar bandwidth. Using the true time delay (TTD) technique is one of the suggested solutions to this problem. Due to their unique features, the optical circuits have been widely used for the implementation of the TTD method but these circuits have problems such as high complexity, high cost, and the large size of structures. For example, fiber delay lines can only generate a certain and limited amount of delay, they are difficult to maintain, and they take up a lot of space. Conversely, the delay lines based on ring resonators create continuous delay and occupy little volume. However, because of the very small size of the rings, these lines face the challenge of complexity in construction. In this paper, a delay line based on ring resonators and microcomb laser source, with a new structure is presented that while enjoying the conventional advantages of these rings, is simpler in structure and requires fewer rings than other conventional configurations.

Keywords: Phased Array, True-Time Delay, Ring Resonators

طراحی و تحلیل خط تأخیر اپتیک مبتنی بر تشدیدکننده‌های حلقوی و ریزشانه برای شکل‌دهی پرتو در رادار آرایه فازی

ایاز قربانی^۱، اسماعیل زارع‌زاده^۲

۱- استاد، ۲- دانشجوی دکتری، دانشکده برق مخابرات دانشگاه صنعتی امیرکبیر

(دریافت: ۱۴۰۰/۰۲/۰۸، پذیرش: ۱۴۰۰/۰۹/۲۱)

چکیده

رادارهای آرایه فازی به دلیل چابکی در جاروب فضا و انعطاف‌پذیری بالای الگوی تابش جزو انواع مورد توجه می‌باشند این رادارها اما به دلیل وابستگی شیفت دهنده‌های فاز به فرکانس، با مشکل "لوچی پرتو" روبه‌رو هستند که منجر به محدودیت پهنای باند رادار می‌گردد استفاده از تکنیک TTD (تأخیر واقعی زمان) یکی از راه‌حل‌های پیشنهادی برای این مشکل است. به علت ویژگی‌های منحصر به فرد مدارات اپتیک، روش TTD به‌طور گسترده‌ای در آنها پیاده شده است اما مشکلاتی همچون پیچیدگی زیاد، هزینه بالا و بزرگی سازه از چالش‌های پیش روی این مدارها هستند. به عنوان نمونه خطوط تأخیر فیبری تنها می‌توانند مقادیر مشخص و معدودی از تأخیر را ایجاد نمایند، نگهداری از آنها مشکل است و فضای زیادی نیز اشغال می‌کنند در نقطه مقابل، خطوط تأخیر مبتنی بر حلقه‌های تشدیدکننده تأخیر پیوسته ایجاد کرده و حجم کمی اشغال می‌نمایند اما این خطوط به دلیل اندازه بسیار کوچک حلقه‌ها با چالش پیچیدگی در ساخت روبه‌رو هستند. در این مقاله یک خط تأخیر بر اساس تشدیدکننده‌های حلقوی و منبع لیزر ریزشانه‌ای با ساختار جدید ارائه می‌گردد که ضمن برخورداری از مزایای متعارف این حلقه‌ها ساختار ساده‌تری داشته و نسبت به پیکربندی‌های متعارف دیگر تعداد حلقه‌های کمتری نیازمند است.

کلید واژه‌ها: آرایه فازی، تأخیر واقعی زمان، تشدیدکننده‌های حلقوی

۱- مقدمه

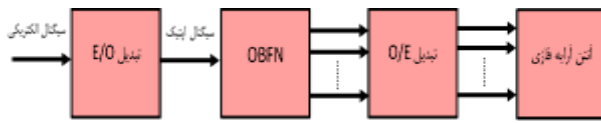
در مسیر تغذیه‌ی آرایه‌های آنتن، تلاش می‌گردد سیگنال به هر کدام از آرایه‌ها با اختلاف زمانی متفاوتی برسد [۳-۴]. این کار منجر به ثابت باقی ماندن الگوی پرتو نسبت به فرکانس و حل شدن مشکل لوچی پرتو می‌گردد خطوط تأخیر اپتیک از جمله راه‌حل‌های محبوب مبتنی بر روش TDD هستند. از مهم‌ترین مزایای مدارهای اپتیک نسبت به مدارهای الکتریکی می‌توان به حجم و وزن پایین سازه، افت توان کم و مستقل از فرکانس، نبود تداخل فرکانسی و ظرفیت و پهنای باند بالا اشاره کرد [۵-۸].

به رغم این برتری، مدارات اپتیک خود با معضلاتی روبه‌رو هستند. در [۹] و [۱۰] شبکه شکل‌دهی پرتوی اپتیک به کمک مسیر تأخیر مبتنی بر فیبر پیاده‌سازی شده است. منطق استفاده از فیبر وابستگی ضریب شکست و در نتیجه میزان پراکنش ماده به طول موج پرتو است که منجر می‌شود تمامی طیف نوری مسیر یکسانی را طی نکند؛ از این رو برخی طول موج‌ها نسبت به برخی دیگر با تأخیر به مقصد می‌رسند. اما ضریب این تأخیر انتشار که با واحد ps/nm/km اندازه‌گیری می‌شود، بسیار ناچیز است. به همین دلیل در اکثر کاربردها می‌بایست فیبرهای بسیار طولانی به کار برده شود. این ساختار غیرقابل انعطاف و حجیم

آنتن‌های آرایه فازی به دلیل عدم نیاز به حرکت مکانیکی، کنترل مناسب بر روی پرتوی تابش و چابکی و دقت بالا هم در مخابرات بیسیم (G) و هم در صنایع دفاعی بسیار مورد توجه هستند. شاخص‌ترین کارکرد این آنتن‌ها در صنایع دفاعی، سامانه‌های راداری است. مشکل اصلی رادارهای آرایه فازی، محدودیت ذاتی پهنای باند فرکانسی آنهاست؛ چرا که وجود فرکانس‌های بالا منجر به اعوجاج در سیگنال دریافتی و لوچی پرتوی تابش^۱ می‌گردد علت این موضوع بزرگ شدن اختلاف زمان برخورد/دریافت سیگنال بین آرایه‌های آنتن، نسبت به عمر سیگنال است که باعث خرابی سیگنال می‌شود. از این رو استفاده از شیفت دهنده‌های فاز متعارف برای داشتن بهترین عملکرد و دقت در رادار مناسب نخواهد بود؛ چرا که این شیفت دهنده‌ها وابسته به فرکانس هستند. یکی از روش‌های پیشنهادی برای مقابله با این مسئله، استفاده از شکلی دهی پرتو مبتنی بر تأخیر زمان حقیقی^۲ (TTD) است [۲،۱]. در این روش با اعمال تأخیر

* رایانامه نویسنده مسئول: ghorbani@aut.ac.ir

^۱ Beam-Squint^۲ True Time Delay

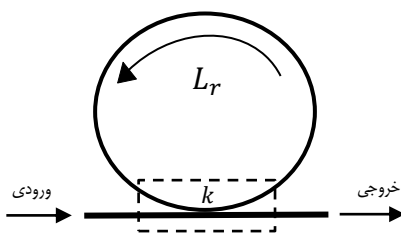


شکل (۱): ساختار کلی تغذیه آرایه فازی با شبکه شکل دهی پرتوی

در این مقاله ساختاری جدید برای پیاده‌سازی تأخیر در شبکه‌های شکل دهی پرتو رادارهای آرایه فازی به کمک تشدیدکننده‌های حلقوی ارائه گشته است. ویژگی پیکربندی ارائه شده انعطاف پذیری بالا، پیچیدگی کمتر و استفاده از تعداد حلقه‌های کمتر نسبت به روش‌های مرسوم فعلی است. ادامه مقاله بدین صورت است: در بخش (۲)، مدل ریاضی حلقه‌های تشدیدکننده توضیح داده می‌شود، در بخش (۳) روش‌های متعارف پیکربندی این حلقه‌ها در خطوط تأخیر شرح داده می‌شود، در بخش (۴) ساختار پیشنهادی مقاله و در نهایت در بخش (۵) و (۶) نتایج ارائه گشته و بحث صورت می‌گیرد.

۲- مدل‌سازی تشدیدکننده‌های حلقوی

یک تشدیدکننده حلقوی اپتیک (ORR^1) از یک موجبر حلقوی و یک موجبر تخت که قادر هستند نور را بین یکدیگر ترویج کنند تشکیل شده است. این مؤلفه با تابع تبدیل آن به‌طور کامل قابل توصیف است که ارتباط میان دامنه و فاز ورودی و خروجی را مشخص می‌کند. یک ORR را می‌توان مانند شکل (۲) به صورت یک ترویج کننده 2×2 در یک موجبر فیدبک مدل‌سازی کرد. k ضریب ترویج بین دو موجبر و عددی بین صفر و یک بوده و L_r محیط حلقه است.



شکل (۲): ساختار یک حلقه تشدیدکننده اپتیک

منشأ تأخیر در حلقه، تشدید در فرکانس‌هایی مشخص است. در یک تشدیدکننده حلقوی، طول موج‌هایی که محیط حلقه مضارب صحیحی از آنهاست دچار تشدید می‌شوند:

$$OPD = L_r n_{eff} = m \lambda_m \quad (1)$$

n_{eff} شاخص مؤثر و m عضو مجموعه اعداد طبیعی است

بوده و مقیاس پذیری آن بسیار محدود است. علاوه بر آن به‌علت سویچینگ میان فیبرهای از پیش بریده شده، تنها تأخیر گسسته می‌دهند که منجر به ناپیوستگی جاروب پرتوی رادار در فضا می‌گردد. در مدارهای پیاده‌سازی شده با توری‌های براگ فیبری [۱۱] - [۱۴] با قرار دادن این توری‌ها در داخل هسته فیبر یک خط تأخیر ایجاد می‌گردد هر کدام از توری‌ها به طول موج خاصی حساس است و از این رو تأخیر را فقط به همان طول موج اعمال می‌کند. اما این ساختارها نیز انعطاف پذیری کمی دارند و با وجود پیوستگی تأخیر، مشکل بزرگی سازه همچنان پابرجاست. این راه حل‌ها به لیزرهای قابل تنظیم که غالباً گران قیمت هستند نیز احتیاج دارند. کریستال‌های نوری نیز که در [۱۷]-[۱۵] مورد استفاده قرار گرفته‌اند منجر به ساختارهای حجیم می‌گردند. در مجموع می‌توان نتیجه گرفت استفاده از تجهیزات مرسوم اپتیک با مشکل حجم زیاد روبه‌رو بوده و برای پیاده‌سازی‌های سبک و کوچک مناسب نیستند.

همگام با این روش‌ها، روشه‌ای مبتنی بر تشدیدکننده‌های حلقوی اپتیک برای اعمال تأخیر زمان حقیقی نیز ارائه شده اند [۲۳]-[۱۸]. مزیت این ساختارها اندازه کوچک، اعمال تأخیر پیوسته، کنترل و تسلط بالا در اعمال تأخیر و انعطاف پذیری آنها در پیاده‌سازی حالت‌های مختلف خصوصاً برای آرایه‌های بزرگ است. همانگونه که در بخش‌های بعدی بحث خواهد شد، تشدیدکننده‌های حلقوی قابلیت کار هم با سیگنال‌های تک فرکانسی و هم با سیگنال‌های چند فرکانسی را دارند. اما به دلیل تناوب پاسخ فرکانسی آنها، کارایی شان برای حالت‌های چندفرکانسی به کیفیت و دقت فواصل فرکانسی حامل‌ها بستگی دارد. در حقیقت، در حالت چندفرکانسی، سیگنال باید در طیف خود نیز متناوب باشد. نزدیک ترین گزینه به این حالت منابع لیزر ریزشانه‌ای هستند. این ساختار نوین در علم اپتیک منبع لیزری است که به کمک پردازش‌های اپتیک خطوط فرکانسی گسسته و با فاصله یکسانی از هم در طیف پرتوی خروجی خود دارد. ریزشانه‌های فرکانسی را می‌توان با روش‌های مختلفی تولید کرد. یکی از آنها استفاده از تشدیدکننده‌های حلقوی است که نسبت به باقی روش‌ها حجم بسیار کمی را اشغال می‌نمایند، قابلیت نرخ تکرار در حد تراهرتز دارند و می‌توانند پهنای باند بسیار بزرگی شامل صدها خط حامل ایجاد نمایند. به همین دلیل ریزشانه‌ها گزینه بسیار مناسب و امیدوارکننده‌ای برای پیشبرد مخابرات پهن باند و اپتیک هستند.

¹ Optical Ring Resonator

² Effective Index: نسبت سرعت نور در خلأ نسبت به سرعت یک مود از پلاریزاسیونی مشخص در جهت انتشار موجبر

از حلقه معادل تأخیر T است. در صورتی که اندازه تابع تبدیل ۱ باشد، مجموعه حلقه نقش یک فیلتر تمام گذر را ایفا خواهد کرد. تأخیر گروهی معادل منفی مشتق فاز تابع تبدیل نسبت به فرکانس است. با به دست آوردن بخش حقیقی و موهومی معادله

$$T = \frac{1}{\Delta v_{FSR}} = \frac{n_g L}{c} \quad (2)$$

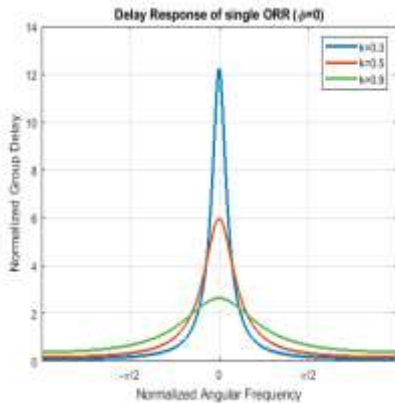
(۵) تابع تأخیر گروهی به صورت زیر به دست می‌آید.

$$\Psi(\Omega) = \quad (7)$$

$$\arctan \left[\frac{\frac{r}{\sqrt{1-k}} \sin(\Omega+\phi)}{1 - \frac{r}{\sqrt{1-k}} \cos(\Omega+\phi)} \right] - \arctan \left[\frac{r\sqrt{1-k} \sin(\Omega+\phi)}{1 - r\sqrt{1-k} \cos(\Omega+\phi)} \right]$$

$$\tau(\Omega) = -\frac{d\Psi(\Omega)}{d\Omega} = \left[\frac{r\sqrt{1-k} \cos(\Omega+\phi) - r^2(1-k)}{1 - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega+\phi) + r^2(1-k)} + \frac{r^2 - r\sqrt{1-k} \cos(\Omega+\phi)}{1 - k - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega+\phi) + r^2} \right] \quad (8)$$

از روابط (۷) و (۸) می‌توان دریافت که پاسخ فرکانسی یک حلقه تشدیدکننده اپتیک با شیفت فاز ϕ و ضریب تزویج k با تغییر فاز می‌توان فرکانس رزونانس حلقه و با ضریب تزویج می‌توان شکل پاسخ تأخیر گروهی را تغییر داد.



شکل (۳): پاسخ تأخیر در مقادیر فاز و ضریب تزویج مختلف.

هنگامی که ضریب تزویج صفر است هیچ نوری داخل حلقه نمی‌رود و هنگامی که یک است تمام طیف یکبار در حلقه می‌چرخد و بعد به‌طور کامل خارج می‌شود. نور خارج شده در این حالت تغییر فاز و به اندازه یک واحد تأخیر حلقه خواهد داشت. هنگامی که ضریب تزویج عددی بین صفر و یک است، همواره بخشی از نور ورودی داخل حلقه می‌شود و بعد هر بار چرخش بخشی از آن از حلقه خارج شده و بخشی دوباره وارد حلقه می‌شود. از این‌رو در این حالت خروجی ترکیبی از تعداد چرخش‌های مختلف است. در این حالت تغییر فاز کل ورودی همچنان 2π است اما فرکانس‌های نزدیک به فرکانس رزونانس تغییر فاز شدیدتری خواهند داشت. نکته اساسی این است که k

$(m \in \mathbb{N})$. λ_m طول موج پرتوی تشدیدکننده در مود m است. به‌فاصله فرکانسی میان هر دو مود مجاور بازه طیف آزاد می‌گویند (Δv_{FSR}) بازه طیف آزاد برابر معکوس تأخیر گروهی موجبر T است. بنابراین می‌توان نوشت:

این پاسخ فرکانسی متناوب موجبر برگشتی است. برای به دست آوردن تابع تبدیل این ساختار، می‌بایست تابع تبدیل موجبر حلقوی را با تابع تبدیل موجبر تخت ترکیب نمود. تابع تبدیل یک موجبر حلقوی به صورت زیر است:

$$H_L(\omega) = e^{-\alpha L} \cdot e^{-j\omega n_{eff}(\omega)L} = r \cdot e^{-j\phi_{H_L}(\omega)} \quad (3)$$

که در آن c سرعت نور در خلأ، α ضریب تضعیف، $r = e^{-\alpha L}$ مؤلفه افت دامنه و عددی بین صفر و یک و $\phi_{H_L}(\omega) = \frac{\omega}{c} n_{eff}(\omega)L$ مؤلفه‌ی فاز است. از آن جایی که هر بار چرخش در موجبر معادل تغییر فاز 2π است، می‌توان به دست آورد:

$$H_L(\omega) = r \cdot e^{-j\omega T} \quad (4)$$

که در آن T معادل تأخیر گروهی موجبر است. در صورتی که ωT را معادل Ω بگیریم شکل معادله ساده‌تر می‌گردد. در این صورت دوره تناوب $H_L(\Omega)$ ، 2π می‌گردد. در این حالت در واقع ما به یک فیلتر تمام گذر تأخیردهنده رسیده‌ایم چرا که $e^{-j\Omega}$ معادل z^{-1} در تبدیل Z است که به معنای یک واحد تأخیر زمانی می‌باشد. بنابراین در نهایت تابع تبدیل موجبر فیدبک به صورت $H_L(z) = re^{-j\phi} z^{-1}$ قابل نوشتن است. تابع تبدیل یک تزویج کننده 2 در 2 بی اتلاف با موجبر جهت دار نیز به صورت زیر است:

$$H = \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} & -j\sqrt{k} \\ -j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{bmatrix}$$

که در آن k ضریب تزویج توان است. در این صورت با ترکیب دو مؤلفه تابع تبدیل تشدیدکننده حلقوی به صورت زیر خواهد شد:

$$H(z) = \frac{\sqrt{1-k} z^{-1} - j\sqrt{k}}{1 - \sqrt{1-k} z^{-1}} \quad (5)$$

عبارت معادل زمانی (۵) برابر است با:

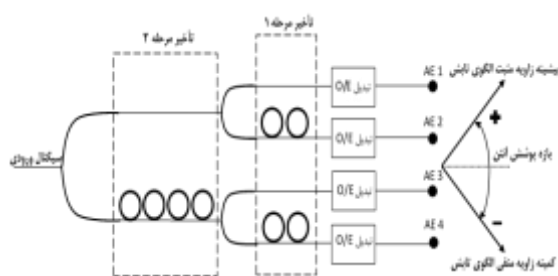
$$h(t) = c\delta(t) - s^2 r \sum_{n=0}^{\infty} c^n r^n \delta[t - (n+1)T] \quad (6)$$

از تحلیل معادله بالا می‌توان به این نتیجه رسید که یک ORR دارای پاسخ ضربه گسسته و بی‌نهایت و یک فیلتر IIR است که در خروجی نمونه‌های تضعیف شده و تأخیر یافته به اندازه مضاربی از T را نشان می‌دهد؛ چرا که همواره مقداری از توان خروجی از حلقه دوباره به داخل حلقه باز می‌گردد و هر بار عبور

۳- پیاده‌سازی حلقه‌های تشدیدکننده در خطوط تأخیر اپتیک

۳-۱- سیگنال تک فرکانسی

در پیاده‌سازی شبکه‌های شکل‌دهی پرتو دو مسئله مهم می‌بایست مورد توجه قرار گیرد: مقیاس‌پذیری و هزینه طراحی و ساخت. مقیاس‌پذیری به این معنا که شبکه باید انعطاف‌پذیر طراحی شود تا برای کاربردهای مختلف در اندازه‌های مختلف انعطاف‌پذیر باشد. همچنین میان پیچیدگی و هزینه طراحی و ساخت آن نیز مصالحه برقرار شود. در (مرجع) ساختارهای متعارف برای تحقق یک خط تأخیر با منبع لیزر تک پرتو بررسی شده و معایب و مزایای آنها برشمرده شده‌است. در تمامی این ساختارها یکی از آرایه‌ها به عنوان آرایه مرجع انتخاب شده و باقی مؤلفه‌ها بر اساس زاویه جبهه موج ورودی، تأخیر می‌یابند. این ساختارها به‌طور کلی به چهار دسته تقسیم می‌شوند. (۱) ساختار موازی متقارن (۲) ساختار موازی نامتقارن (۳) ساختار درختی متقارن و (۴) ساختار درختی نامتقارن. در ساختارهای موازی هر مؤلفه آرایه توسط یک خط تأخیر مستقل پشتیبانی می‌شود و خطوط تأخیر با یکدیگر موازی و تک مرحله‌ای هستند اما در ساختارهای درختی به‌جای اعمال تأخیر در یک مرحله، سیگنال آرایه‌ها در چند مرحله مختلف با هم ترکیب شده و دچار تأخیر می‌شوند. در این ساختارها مؤلفه‌های همسایه به جز مرحله نهایی، از مسیرهای مشترکی تغذیه می‌شوند. این کار تعداد حلقه‌های مورد نیاز را نسبت به ساختار موازی کاهش می‌دهد. تفاوت ساختارهای متقارن و نامتقارن در انتخاب مرجع زمانی است. در ساختارهای متقارن، زاویه صفر آنتن به‌عنوان مرجع انتخاب می‌شود. از این‌رو برای یکسان‌سازی تأخیر سیگنال در زوایای مثبت و منفی، می‌بایست تنها به فاصله از مبدأ توجه کرد. یعنی هر مؤلفه‌ای که از مبدأ دورتر است می‌بایست تأخیر بیشتری را تجربه نماید. از این‌رو ساختار متقارن می‌گردد در ساختارهای نامتقارن همواره از یک مؤلفه جانبی به‌عنوان مرجع زمانی استفاده خواهد شد و میزان تأخیر مورد نیاز (تعداد حلقه‌ها) با دور شدن از آن مرجع بیشتر می‌شود.



شکل (۵): شماتیک ساختار درختی نامتقارن.

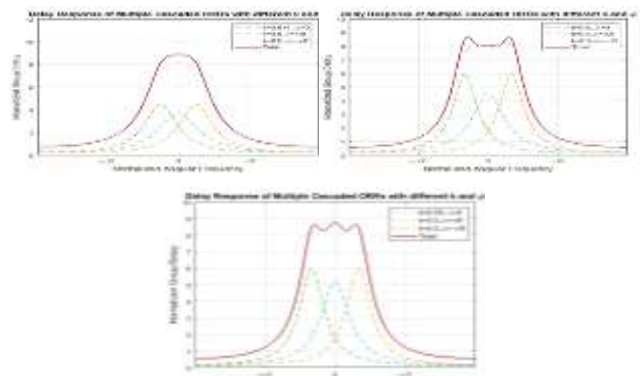
هر مقدار که باشد، مساحت زیر نمودار تأخیر مقدار ثابتی خواهد بود. از آنجایی که تغییر فاز کل طیف 2π است، مساحت زیر نمودار تأخیر (انتگرال تابع تأخیر برابر با تابع فاز است) نیز همواره 2π خواهد بود. این یعنی میان پهنای باند و میزان تأخیر در فرکانس رزونانس رابطه عکس وجود دارد. هرچه میزان تأخیر بیشتر شود، نمودار جمع‌تر می‌گردد و تأخیر محدود به فرکانس تشدید می‌گردد از آنجایی که "باند تأخیر" یک تک حلقه اطراف فرکانس تشدید آن خواهد بود، در اکثر مواقع یک تک حلقه برای رسیدن به تأخیر در کل بازه فرکانس مطلوب نخواهد بود. در این حالت می‌بایست از چند حلقه سری شده و مشابه برای رسیدن به تأخیر در پهنای باند مورد نظر استفاده کرد. تابع تبدیل N حلقه سری شده با هم برابر ضرب تابع تبدیل تک تک آنها در یکدیگر می‌باشد. بنابراین تأخیر زمانی حلقه‌ها به‌صورت انباشتی به یکدیگر اضافه می‌شود. این یعنی در عمل می‌توان از پشت هم قرار دادن چند تک حلقه به یک ابرحلقه با تأخیر و پهنای باند بیشتر رسید:

$$H(\Omega) = \prod_{i=1}^N H_i(\Omega) = \left(\prod_{i=1}^N |H_i(\Omega)| \right) e^{j \sum_{i=1}^N \Psi_i(\Omega)} \quad (9)$$

$$\Psi(\Omega) = \sum_{i=1}^N \Psi_i(\Omega) \quad (10)$$

$$\tau(\Omega) = -\frac{d\Psi(\Omega)}{d\Omega} = \sum_{i=1}^N \tau_i(\Omega) \quad (11)$$

در حالت‌هایی تأخیر مجموع به‌طور کامل مسطح نمی‌شود و دارای پستی بلندی‌های موج ماندی خواهد بود. این موضوع منجر به اعوجاج در فرکانس‌های مختلف و خرابی پرتوی تابش آرایه می‌گردد برای برطرف شدن این مسئله، می‌بایست یا تا حد ممکن فرکانس تشدید حلقه‌های سری شده را به یکدیگر نزدیک کرد؛ که با این کار پهنای باند مطلوب کاهش می‌یابد، یا تعداد حلقه‌های بیشتری به‌کار برد؛ که این نیز منجر به افزایش هزینه و پیچیدگی کار می‌شود. اما این هزینه‌ای است که برای عملکرد صحیح سامانه می‌بایست متقبل شد.



شکل (۴): مصالحه میان پهنای باند، تأخیر و اعوجاج با تغییر پارامترهای حلقه‌های سری.

ساختارهای حلقوی پیشین نیز تعداد حلقه‌های کمتری نیازمند است.

۴- راه حل ارائه شده

همان‌طور که از رابطه (۸) قابل مشاهده است، تابع تأخیر یک تشدیدکننده حلقوی پیوسته و متناوب بوده و به کمک ضریب تزویج k و فاز ϕ و اندازه فیزیکی حلقه که FSR را تعیین می‌کند قابل کنترل است. از این‌رو می‌توان شکل تابع تأخیر را بر حسب نیاز با میزان قابل توجهی از پویایی طراحی نمود. ایده به کار رفته در اینجا یکسان بودن شیب تابع تأخیر مطلوب برای هر زاویه تابش است. از آنجایی که مؤلفه‌های همسایه‌ی آنتن، دو به دو تأخیر یکسانی نیاز خواهند داشت، برای اعمال شیب این تأخیر می‌توان از یک خط مشترک برای تمامی آنتن‌ها استفاده نمود. تنها تفاوت در اعمال تأخیر ثابت برای دسته‌های مختلف مؤلفه‌ها می‌باشد. از این‌رو خطوط تأخیر ثابت به‌صورت موازی و خط تأخیر شیب مشترک می‌باشد. در این حالت ضرب تعداد حامل‌های عبورکننده از خط تأخیر شیب در تعداد خطوط تأخیر ثابت برابر تعداد مؤلفه‌های آرایه خواهد بود.

برای مدلسازی مسئله فرض می‌شود در یک آنتن آرایه فازی، M مؤلفه موجود است. منبع فرکانس ریزشانه‌ای برای تغذیه شبکه شکل‌دهی پرتو، N ($N \leq M$) حامل با پهنای باند یکسان w و فرکانس f_n ایجاد می‌نماید به شکلی که:

$$f_n = f_0 + n \cdot f_r \quad (12)$$

f_r فاصله فرکانسی ثابت میان حامل‌ها است. فرض می‌شود آرایه مورد نظر می‌بایست در جهت مثبت و منفی بیشینه زاویه مطلق θ_{max} را جاروب نماید. در این صورت برای ایجاد صحیح الگوی تابش، اختلاف زمانی میان هر دو مؤلفه می‌بایست در بازه $(0, \frac{d \sin \theta_{max}}{c})$ قابل دستیابی باشد. که در آن d فاصله میان هر دو مؤلفه و c سرعت نور است. در نتیجه تابع تأخیر گروهی هر مؤلفه می‌بایست شرط زیر را ارضا کند:

$$0 < \tau(f_n) < n \cdot \frac{d \sin \theta_{max}}{c} \quad (13)$$

برای تحقق تأخیر مورد نظر در هر کدام از فرکانس‌ها می‌بایست رابطه زیر حل گردد:

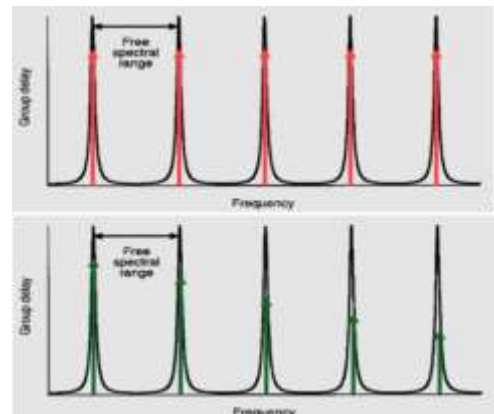
$$\tau(f_n) = \tau^*(f_n) = t_0 + n \cdot \frac{d \sin \theta}{c} \quad (14)$$

$\tau^*(f_n)$ یک تابع خطی است که شیب آن توسط زاویه تابش مورد نیاز تعیین می‌شود. هرچقدر زاویه تابش بیشتر باشد، شیب این تابع نیز بیشتر می‌گردد به‌علت وابستگی تابع تأخیر به چند مؤلفه

ساختارهای ذکر شده به‌طور مفصل در [۲۵] بررسی شده‌اند. مشکل اصلی این ساختارها، تعداد زیاد حلقه‌های مورد نیاز برای تغذیه آرایه‌های با بیش از ده مؤلفه است که با افزایش تعداد مؤلفه‌ها نیز به‌صورت تصاعدی افزایش می‌یابد. همان‌طور که در ادامه نشان داده خواهد شد، استفاده از منابعی که طیف پرتوی تولیدی شان چندفرکانسی است می‌تواند تا حد قابل توجهی تعداد حلقه‌های مورد نیاز را کاهش دهد. این امر موجب کاهش پیچیدگی ساخت و کنترل و کاهش حجم سازه نسبت به حالت‌های متعارف فعلی می‌گردد

۳-۲- سیگنال چند فرکانسی

در [۲۵] در مورد استفاده از تناوب پاسخ فیلترهای حلقوی اپتیک برای جبران مشکل chirp منابع لیزر بحث شده‌است. اما استفاده از پاسخ متناوب تشدیدکننده‌های حلقوی برای اعمال تأخیر به سیگنال‌های چند فرکانسی نیز امکان‌پذیر است. در صورتی که ساختاری موجود باشد که بتواند حامل‌های اپتیک متعددی را با فاصله فرکانسی یکسان از یکدیگر ایجاد کند، با تنظیم مناسب مؤلفه‌های تشدیدکننده‌های حلقوی، می‌توان از پاسخ متناوب آنها برای اعمال تأخیر متفاوت به هر کدام از مؤلفه‌های آنتن بهره برد. این ساختار به کمک ریزشانه‌ها قابل تحقق است. در [۷] یک نمونه از این ساختار شبیه‌سازی و پیاده شده‌است اما خط تأخیر مورد استفاده فیبر می‌باشد. همان‌طور که گفته شد، استفاده از فیبر حجم زیادی می‌گیرد، مقیاس‌پذیر نیست، نگهداری آن مشکل است و تنها تأخیر گسسته می‌دهد. راه حل ارائه شده کم حجم و مقیاس‌پذیر بوده و قابلیت تحقق تأخیر پیوسته را دارد. در ادامه خط تأخیر فیبری مرجع با خط تأخیر مبتنی بر حلقه‌های تشدیدکننده با طراحی جدید جایگزین می‌گردد. خط طراحی شده نه تنها نسبت به خط فیبری مزیت‌هایی چون پیوستگی تأخیر، حجم کم و افت توان پایین دارد بلکه نسبت به

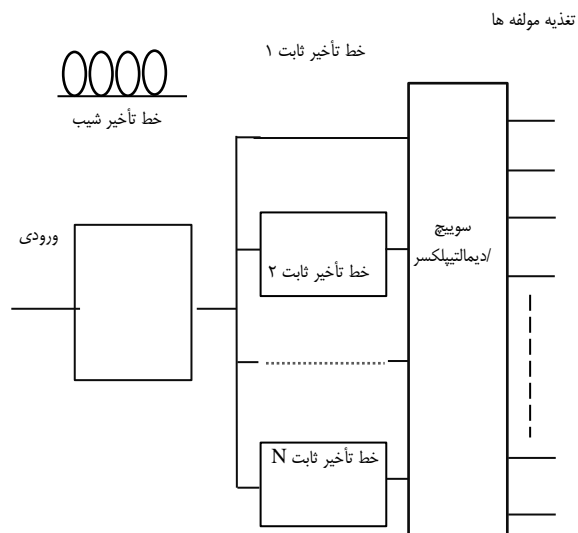


شکل (۶): تأخیر FSR و تناوب یکسان (بالا) و FSR و تناوب متفاوت (پایین) بر تأخیر

جاری در هر دو زاویه منفی و مثبت می‌باشد. واحدهای مختلف خط تأخیر شیب با نماد T_i نمایش داده می‌شوند. هر کدام از این واحدها با هدف مشخصی به کار گرفته می‌شود. واحد T_0 میزان تأخیر ثابتی که برابر عرض از مبدأ اولین دندانهای حامل ریزشانه‌ای است و واحدهای دیگر هر کدام بخشی از شیب مورد نیاز بین دندانها را تأمین می‌کنند علت اصلی این کار امکان مدیریت حلقه‌هایی با FSR متفاوت است. در این صورت تابع تأخیر به صورت زیر خواهد بود:

$$\tau(f_n) = \sum_{i=0}^B T_i(f_n) \quad (16)$$

که B تعداد واحدهای تأخیر به کار رفته است. به دلیل محدودیت در تغییر FSR، هر کدام از این واحدها FSR متفاوتی خواهند داشت که توسط بیشترین تأخیر مورد نیاز توسط آن واحد تعیین می‌شود. میزان تأخیر اعمال شده توسط هر کدام از واحدها با افزایش اندیس کاهش می‌یابد. تعداد واحدهای تأخیر وابسته به بیشینه شیب مورد نیاز است. طراحی را می‌توان براساس حداکثر تأخیر مورد نیاز انجام داد؛ با این دید که برای تأخیرهای کمتر می‌توان واحدها را از واحدهای فرعی عبور داد. شمایی از این پیاده‌سازی در شکل (۸) نشان داده شده‌است.



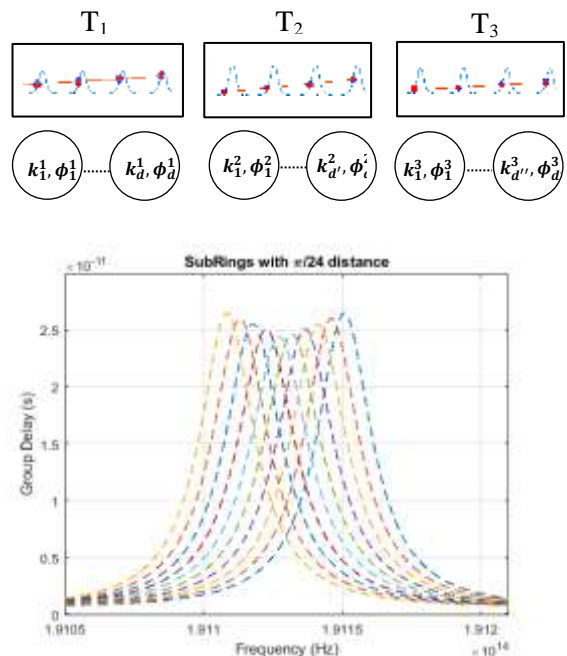
شکل (۸): شماتیک ساختار پیشنهادی.

خط تأخیر طراحی شده معادل همان خط تأخیر مبتنی بر فیبر مرجع [۵] است. فرکانس کاری آرایه مورد نظر ۱۵ گیگاهرتز بوده و زاویه بیشینه و کمینه آن در جهت مثبت و منفی ۶۰ درجه است. همچنین تعداد مؤلفه‌ها ۲۱ عدد بوده و فاصله میان آنها ۱ سانتی‌متر بوده که برابر با نصف طول موج است. با توجه به فاصله آنتن‌ها از یکدیگر بیشینه اختلاف زمانی هر دو مؤلفه همسایه

مختلف، به جای حل مستقیم معادله از روش عددی استفاده می‌شود. در این روش ابتدا متغیرها از مقادیر اولیه تصادفی آغاز شده و برای هر کدام به ترتیب مقدار بهینه به دست می‌آید. در هر مرحله مقدار بهینه متغیر عددی است که اختلاف میان تابع تأخیر با مقدار تأخیر مطلوب را کمینه می‌کند. به منظور اعتبارسنجی، پس از هر دور بهینه سازی دوباره تمامی متغیرها بازدید می‌شوند. این روند تا زمانی که دیگر اختلاف میان تابع تأخیر با تابع هدف تغییر نکند یا از مقدار ϵ کمتر باشد ادامه می‌یابد.

$$\sum_{n=0}^{N-1} |\tau(f_n) - \tau^*(f_n)| < \epsilon \quad (15)$$

همان‌طور که در بالا توضیح داده شد، اعمال تأخیر مورد نیاز در دو مرحله کلی انجام خواهد شد. (۱) خط تأخیر شیب و (۲) خط تأخیر ثابت. در ابتدا خط تأخیر شیب به صورت مشترک به تمامی پرتوها اعمال می‌شود. برای ساده‌سازی تحقق این خط، از چند واحد تأخیر با FSR متفاوت استفاده می‌شود. تأخیر اعمال شده بر هر پرتو برابر مجموع تأخیر اعمال شده توسط هر کدام از واحدها به آن است. ساختار خط تأخیر شیب در شکل (۷) نمایش داده شده‌است.



شکل (۷): (بالا) ساختار کلی خط تأخیر شیب (پایین) نحوه چینش زیرحلقه‌های سازنده ی هر واحد تأخیر.

پرتوها بعد از عبور از خط تأخیر وارد سوئیچ / دیمالتیپلکسر می‌شوند تا به نحو مقتضی مؤلفه‌های آرایه را تغذیه نمایند. استفاده از سوئیچ در این مرحله به منظور محقق کردن امکان

خطای اختلاف میان تابع تأخیر هدف و تابع تأخیر به‌دست آمده کمینه گردد. بدین منظور می‌توان از φ ، k و I (تعداد حلقه‌ها) و FSR برای بهینه‌سازی استفاده نمود. پس از تعیین FSR حلقه‌ها، مقدار φ و k برای هر کدام از خطوط (شیب‌های مختلف) به‌دست خواهد آمد. در صورت قابل قبول نبودن دقت برای هر کدام از خطوط، یک واحد تأخیر جبرانی به خط شیب اضافه خواهد شد.

جدول (۲): مؤلفه‌های و دقت حاصل چند خط مختلف

دقت	φ	k ($\times 10^{-2}$)	شیب خط ($\times 10^{-23}$)
۹۸/۴۱	$\frac{27}{32}\pi, \frac{22}{32}\pi, \frac{58}{32}\pi, \frac{60}{32}\pi$	۸۵.۸۴.۸۵.۸۹	۳/۴۰۹
۹۸/۱۲	$\frac{31}{32}\pi, \frac{25}{32}\pi, \frac{61}{32}\pi, \frac{1}{32}\pi$	۷۷.۷۸.۸۰.۸۴	۵/۳۰۳
۹۸/۳۹	$\frac{30}{32}\pi, \frac{23}{32}\pi, \frac{57}{32}\pi, \frac{3}{32}\pi$	۷۱.۷۵.۷۵.۸۰	۶/۴۳۹
۹۸/۵۵	$\frac{32}{32}\pi, \frac{25}{32}\pi, \frac{58}{32}\pi, \frac{4}{32}\pi$	۶۱.۶۷.۷۱.۷۸	۸/۳۳۳
۹۷/۶۴	$\frac{33}{32}\pi, \frac{26}{32}\pi, \frac{59}{32}\pi, \frac{6}{32}\pi$	۵۴.۶۲.۶۷.۷۲	۱۰/۹۸۴

۵- تحلیل متریک عملکرد فرکانس رادیویی

$E_i(t)$ ، میدان الکتریکی سیگنال خروجی منبع نوری متصل به ورودی ساختار اپتیکی به‌صورت معادله زیر نشان داده شده‌است.

$$E_i(t) = \sqrt{I_i} e^{j(\omega_i t + \phi(t))} \quad (21)$$

که در آن I_i شدت میدان الکتریکی منبع نوری، ω_i فرکانس زاویه‌ای حامل نوری، $\phi(t)$ تغییرات فاز سیگنال منبع نوری می‌باشد. $S_i(t)$ سیگنال منبع نوری توسط سیگنال رادیویی مدوله می‌شود. سپس، مؤلفه‌های مختلف ساختار اپتیکی با استفاده از تأخیر و تغییر دامنه سیگنال مدوله شده نوری پیاده‌سازی می‌شود. شکل (۹) نشان دهنده یک ساختار برای پیاده‌سازی شبکه شکل‌دهی پرتوی اپتیک بر اساس استفاده از یک منبع نوری و استفاده از مسیرهای تأخیر دارای میزان تضعیف (یا بهره) مختلف می‌باشد. تأخیرها به اندازه T بیانگر ایجاد خطوط می‌باشند سیگنال فرکانس رادیویی بر روی حامل نوری مدوله شده و سپس بر روی تعدادی خطوط تأخیر دی‌مالتی پلکس می‌شود. خروجی‌ها پس از عبور از مسیرهای تأخیرهای مختلف با هم مالتی پلکس شده و نهایتاً جهت تبدیل سیگنال نوری به سیگنال الکتریکی از یک دیود نوری استفاده می‌شود. شکل تابع تبدیل شبکه شکل‌دهی پرتوی اپتیک را می‌توان با تنظیم وزن خطوط کنترل نمود [۵].

برابر خواهد بود با:

$$\Delta t = \frac{d \sin \theta}{c} = \frac{0.01 * \sin 60}{3 * 10^8} \cong 28 \text{ ps} \quad (17)$$

در این حالت بیشترین تأخیر مورد نیاز برابر ۰/۵۶ نانوثانیه خواهد بود. تناوب فرکانسی دندانه‌های ریزشانه ۲۳۱ گیگاهرتز است. با هدف نشان دادن برتری نسبت به خط تأخیر فیبری، ۳۲ حالت مختلف برای تأخیر میان مؤلفه‌ها در نظر گرفته می‌شود. با توجه به ساختار مسئله از ۴ خط تأخیر ثابت و ۵ حامل ریزشانه‌ای استفاده می‌شود. لازم به توضیح است که یکی از خطوط تأخیر ثابت عملاً خالی خواهد بود زیرا ۵ حامل با کمترین فرکانس (۵ آرایه اول) نیازی به تأخیر ثابت ندارند. شیب خط لازم برای ۳۲ حالت مختلف تأخیر در جدول (۱) آمده است.

جدول (۱): مقدار شیب ۳۲ حالت مختلف $\times 10^{-23}$

۰	۰/۳۷۸۷۸۸	۰/۷۵۷۵۷۶	۱/۱۳۶۳۶۴
۱/۵۱۵۱۵۲	۱/۸۹۹۳۹	۲/۲۷۲۷۲۷	۲/۶۵۱۵۱۵
۳/۰۳۰۳۰۳	۳/۴۰۹۰۹۱	۳/۷۸۷۸۷۹	۴/۱۶۶۶۶۷
۴/۵۴۵۴۵۵	۴/۹۲۴۲۴۲	۵/۳۰۳۰۳	۵/۶۸۱۸۱۸
۶/۰۶۰۶۰۶	۶/۴۳۹۳۹۴	۶/۸۱۸۱۸۲	۷/۱۹۶۹۶۷
۷/۵۷۵۷۵۸	۷/۹۵۴۵۴۵	۸/۳۳۳۳۳۳	۸/۷۱۲۱۲۱
۹/۰۹۰۹۰۹	۹/۴۶۹۶۹۷	۹/۸۴۸۴۸۵	۱۰/۲۲۷۲۷
۱۰/۰۶۰۶۰۶	۱۰/۹۸۴۸۹	۱۱/۳۶۳۶۴	۱۱/۷۴۲۴۲

به منظور حل راحت‌تر مسئله، تابع تأخیر به چند زیرتابع سازنده با ضرایب دلخواه تقسیم شده و هر زیر تابع توسط یک واحد حلقه تأخیر پشتیبانی می‌شود.

$$\tau^*(f_n) = \sum_{k=1}^K a_k (f_n - b) + c_k \quad (18)$$

در عمل B با K برابر خواهد بود. یعنی برای هر زیر تابع یک واحد تأخیر با FSR مشخص وجود خواهد داشت. هر واحد تأخیر شامل حلقه‌هایی است که مؤلفه‌هایشان از الگوی مشخصی پیروی می‌کند. این الگو بدین صورت خواهد بود:

$$T(f_n) = \quad (19)$$

$$\sum_{i=1}^I \tau(f_n, k_i, \varphi_i) = \sum_{i=1}^I \tau(f_n, k * \delta_i, \varphi * i) \quad (20)$$

$$\delta_i = 1 + \left(\frac{i}{10I} * u\left(\frac{I}{2-i}\right) + \frac{I-i-1}{10I} * u\left(i - \frac{I}{2}\right)\right)$$

که در آن u تابع پله است. مؤلفه‌های هر واحد تأخیر و تعداد واحدهای تأخیر (زیر توابع تأخیر) به گونه‌ای انتخاب می‌شود که

بیانگر دو باند کناری نوری هستند. میدان‌های الکتریکی در دو خروجی تداخل سنج را به صورت زیر می‌توان نوشت:

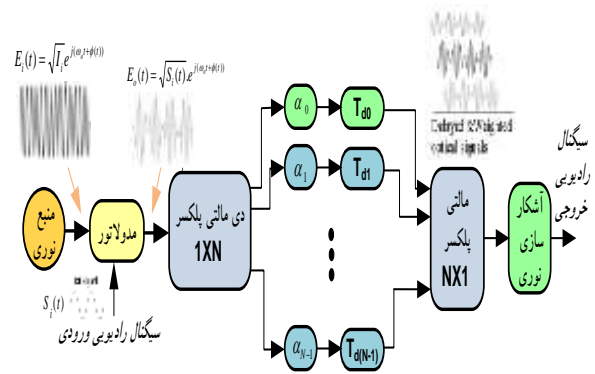
$$e_A(t) = \sum_n \sqrt{P_n \alpha_s g_A} \left[\left(\frac{\alpha}{2} \alpha_D e^{-j\omega_n \tau} - \sqrt{\frac{(1-\alpha)\epsilon\alpha_M}{2}} \right) e^{j\omega_n t} + j \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j(\omega_n + \omega_{RF})t} + j \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j(\omega_n - \omega_{RF})t} \right] \quad (25)$$

$$e_B(t) = \sum_n \sqrt{P_n \alpha_s g_A} \left[\left(j \sqrt{\frac{\alpha}{2}} \alpha_D e^{-j\omega_n \tau} + j \sqrt{\frac{(1-\alpha)\epsilon\alpha_M}{2}} \right) e^{j\omega_n t} + \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j(\omega_n + \omega_{RF})t} + \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j(\omega_n - \omega_{RF})t} \right] \quad (26)$$

α کسری از توان است، که به سمت بازوی بالایی (مسیر تأخیر) تداخل سنج هدایت می‌شود، $1-\alpha$ نسبت تقسیم توان ورودی تداخل سنج هست. τ اختلاف تأخیر بین دو مسیر تداخل سنج است، α_D فاکتور تلف نوری خط تأخیر نوری متغیر می‌باشد. فرض می‌کنیم، که یک کوپلر ۳ دی بی متقارن، خروجی تداخل سنج را شکل می‌دهد. پس از انتشار موج از طریق DCF، میدان‌های الکتریکی در دو ورودی BPD عبارتند از:

$$e_{BPD-A}(t) = \sum_n \sqrt{P_n \alpha_s g_A \alpha_F} \left[\left(\frac{\alpha}{2} \alpha_D e^{-j\omega_n \tau} - \sqrt{\frac{(1-\alpha)\epsilon\alpha_M}{2}} \right) e^{j[\omega_n t + \psi(\omega_n)]} + j \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j[(\omega_n + \omega_{RF})t + \psi(\omega_n + \omega_{RF})]} + j \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j[(\omega_n - \omega_{RF})t + \psi(\omega_n - \omega_{RF})]} \right] \quad (27)$$

$$e_{BPD-B}(t) = \sum_n \sqrt{P_n \alpha_s g_A \alpha_F} \left[\left(j \sqrt{\frac{\alpha}{2}} \alpha_D e^{-j\omega_n \tau} + j \sqrt{\frac{(1-\alpha)\epsilon\alpha_M}{2}} \right) e^{j[\omega_n t + \psi(\omega_n)]} + \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j[(\omega_n + \omega_{RF})t + \psi(\omega_n + \omega_{RF})]} + \frac{\pi V_{rf} \sqrt{(1-\alpha)\alpha_M}}{4\sqrt{2}V_\pi} e^{j[(\omega_n - \omega_{RF})t + \psi(\omega_n - \omega_{RF})]} \right] \quad (28)$$



شکل (۹): ساختار فوتونیک مایکروویو بر اساس دی مالتی پلکس کردن سیگنال نوری مدوله شده و استفاده از مسیر های تأخیر متفاوت.

در این قسمت به محاسبه ی جریان نوری خروجی سیگنال رادیو فرکانسی از میدان الکتریکی شانه فرکانس نوری می پردازیم، سپس تابع انتقال فیلتر و گین فرکانس رادیویی را محاسبه می کنیم. میدان الکتریکی شانه فرکانس نوری، در خروجی بلوک تقویت کننده فیبر دوپ شده با ایربیوم به قرار زیر هست:

$$e_{comb}(t) = \sum_n \sqrt{P_n \alpha_s g_A} e^{j\omega_n t} \quad (22)$$

P_n و ω_n به ترتیب توان نوری و فرکانس زاویه ای خط شانه ای نام هستند. فرکانس های زاویه ای در رابطه $\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega$ به ترتیب فرکانس زاویه ای کریر نوری و فاصله ی شانه ای (به معنی نرخ تکرار) هستند. α_s فاکتور تلف نوری شکل دهنده پالس است. g_A فاکتور گین نوری EDFA هست. یک سیگنال فرکانس رادیویی الکتریکی، بلوک IM که در نقطه انتقال مینیمم بایاس شده است، را تحریک می کند. سیگنال فرکانس رادیویی الکتریکی در ورودی بلوک IM برابر است با:

$$V_{in}(t) = V_{rf} \cos(\omega_{RF} t) \quad (23)$$

V_{RF} و ω_{RF} به ترتیب ولتاژ فرکانس رادیویی و فرکانس رادیویی زاویه ای هستند. با فرض تقریب سیگنال کوچک، میدان الکتریکی در خروجی بلوک IM برابر است با:

$$e_{IM}(t) = \frac{\sqrt{\alpha_M} e_{in}(t)}{2} \left[2\sqrt{\epsilon} - j \frac{\pi V_{rf}}{2V_\pi} e^{j\omega_{RF} t} - j \frac{\pi V_{rf}}{2V_\pi} e^{-j\omega_{RF} t} \right] \quad (24)$$

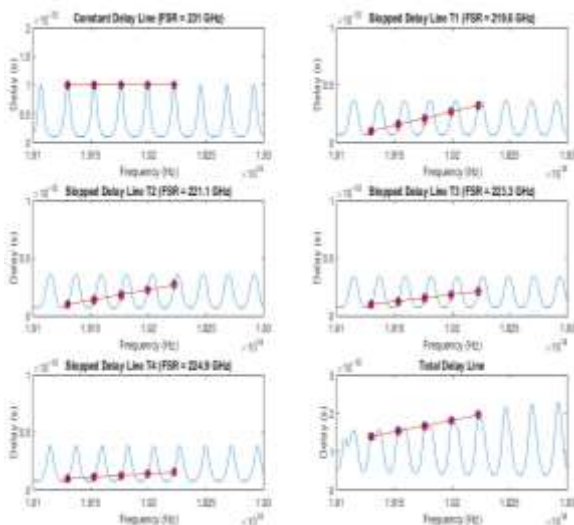
$e_{in}(t)$ میدان الکتریکی در ورودی بلوک IM است. α_M و ϵ به ترتیب، فاکتور تلف نوری و ضریب کاهش IM هستند. جمله اول بیانگر حامل های نوری باقی مانده هست، که به دلیل ضریب کاهش محدود مدولاتور به صورت ناقص حذف شده اند. جملات دیگر

$FSR = 1/\psi_2 \Delta\omega = 1/T$ (در واحد Hz) محاسبه می‌شود، متناوب هست. T تأخیر تفاضلی بین تپ‌های فیلتر است. در مواقعی که اختلاف تأخیر بین دو مسیر تداخل‌سنج تغییر می‌کند، فرکانس‌های مرکزی دو باند کناری در جهت‌های مخالف شیف داده می‌شوند. بنابراین، به‌دلیل اینکه دو باند کناری فیلتر هیچگونه هم‌پوشانی ندارند، اتلاف توان فرکانس رادیویی هم وجود ندارد. گین فرکانس رادیویی در فرکانس فرکانس رادیویی مرکزی باندهای کناری فیلتر، با به‌کارگیری رابطه^{۳۳} به قرار زیر است:

$$G_{rf} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \left(\frac{\pi \kappa p_s \alpha_s g_A \alpha_F \sqrt{\alpha(1-\alpha)\alpha_D \alpha_M R}}{2V_\pi} \right)^2 \quad (34)$$

۶- پردازش نهایی سیگنال

مقدار k و φ حلقه‌های خط شیب برای ۵ خط با شیب‌های مختلف به همراه دقت تابع نهایی در جدول (۲) نمایش داده شده است. همان‌طور که مشخص است روش پیشنهادی قادر بوده شیب خط‌های مختلف را با دقت بالا محقق نماید. همچنین کل مجموعه تأخیر طراحی شده از ۴۸ حلقه تشدیدکننده تشکیل شده‌است. این در حالی است که در ساختارهای متعارف درختی و موازی حداقل به ۶۴ حلقه تشدیدکننده نیاز خواهد بود. در نتیجه می‌توان ادعا نمود تعداد حلقه‌های مورد نیاز ۲۵٪ کاهش پیدا کرده است. به‌علاوه، از لحاظ پیچیدگی اتصالات، ساختار ارائه شده فعلی ساده‌تر و تحقق‌پذیرتر است. در شکل (۱۰) نمونه‌ای از نحوه تقریب تأخیر به یکی از خطوط شیب نشان داده شده است.



شکل (۱۰): نحوه تقریب تابع تأخیر اصلی به کمک زیر تابع‌ها.

α_F فاکتور تلف نوری محیط پاشنده هست. $\psi(\omega)$ فاز درجه^۱ دوم است، که توسط معادله پاشندگی کروماتیک زیر معرفی می‌شود:

$$\psi(\omega) = -\beta(\omega)L = \psi_0 + \psi_1(\omega - \omega_0) + \frac{\psi_2}{2}(\omega - \omega_0)^2 \quad (29)$$

ضریب پاشندگی ψ_2 و پارامتر پاشندگی D به‌صورت زیر با هم در ارتباط هستند:

$$\psi_2 = \frac{D \lambda^2 L}{2\pi c} \quad (30)$$

جریان نوری در خروجی BPD برابر است با:

$$i(t) = \kappa_B \langle |e_{BPD-B}(t)|^2 \rangle - \kappa_A \langle |e_{BPD-A}(t)|^2 \rangle \quad (31)$$

κ_B و κ_A پاسخ‌های بلوک BPD هستند، که در ادامه آنها را برابر در نظر می‌گیریم ($\kappa = \kappa_A = \kappa_B$) و $\langle \rangle$ میانگین روی نوسانات نوری هست. در نهایت، جریان نوری خروجی سیگنال فرکانس رادیویی عبارتست از:

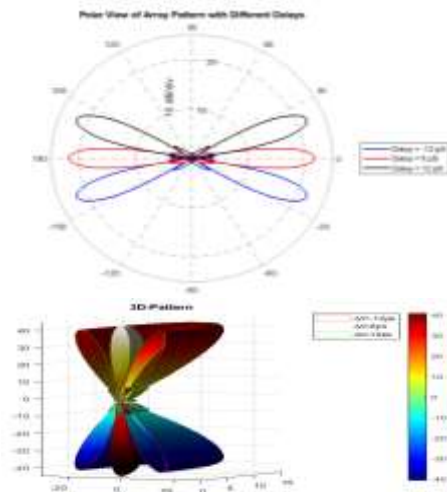
$$i_{RF}(t) = \frac{\pi V_\pi \kappa \alpha_F \sqrt{\alpha(1-\alpha)\alpha_D \alpha_M}}{2V_\pi} \sum_n p_n \alpha_s g_A \times \left[\begin{aligned} &\sin\left(\omega_{RF}t + \omega_0\tau + \psi_1\omega_{RF} + \frac{\psi_2}{2}\omega_{RF}^2 + n\Delta\omega(\psi_2\omega_{RF} + \tau)\right) \\ &- \sin\left(\omega_{RF}t - \omega_0\tau + \psi_1\omega_{RF} - \frac{\psi_2}{2}\omega_{RF}^2 + n\Delta\omega(\psi_2\omega_{RF} - \tau)\right) \end{aligned} \right] \quad (32)$$

تابع انتقال فیلتر، یعنی نسبت ولتاژ فرکانس رادیویی خروجی به ولتاژ فرکانس رادیویی ورودی را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

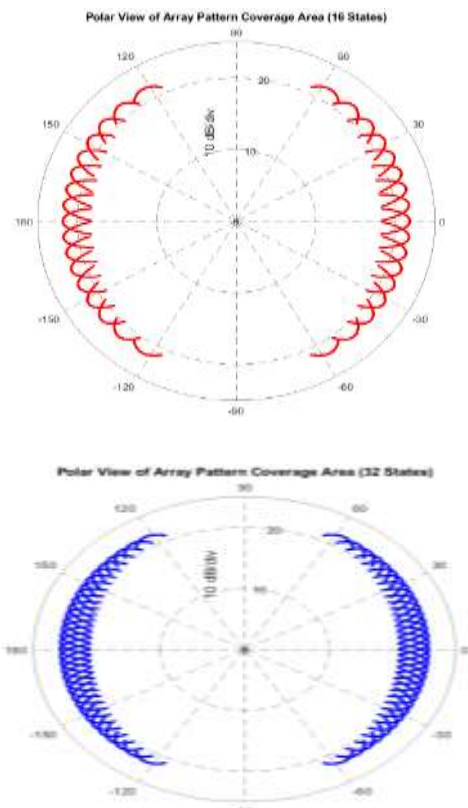
$$H(\omega_{RF}) \propto \frac{\pi \kappa \alpha_F \alpha_s g_A R \sqrt{\alpha(1-\alpha)\alpha_D \alpha_M}}{2V_\pi} \times \left[\begin{aligned} &e^{j\left[\omega_0\tau + \frac{\psi_2}{2}\omega_{RF}^2\right]} \sum_n p_n e^{jn\Delta\omega(\psi_2\omega_{RF} + \tau)} \\ &- e^{-j\left[\omega_0\tau + \frac{\psi_2}{2}\omega_{RF}^2\right]} \sum_n p_n e^{jn\Delta\omega(\psi_2\omega_{RF} - \tau)} \end{aligned} \right] \quad (32)$$

R امپدانس آشکارسازهای نوری است. در این عبارت پیش فاکتورهای فازی حذف شده‌اند. دو جمله داخل کروشه، دو باند عبوری مختلف فیلتر را شامل می‌شوند، که هر یک از باندهای کناری مدولاسیون ناشی می‌شوند. تابع انتقال فیلتر به تبدیل فوریه طیف شانه نوری شکل داده شده، بستگی دارد، همچنین تابع انتقال نسبت به رنج طیفی آزاد (FSR) که توسط

¹Quadratic Phase



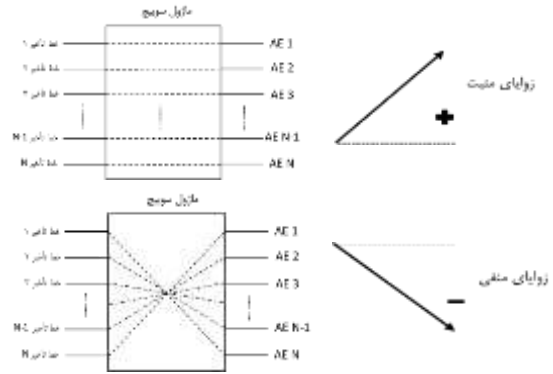
شکل (۱۳): (بالا) الگوی تابش آرایه و تغییر آن با تأخیر (پایین) الگوی تابش سه بعدی.



شکل (۱۴): مقایسه دقت الگوی تابش حالت‌های ۱۶ و ۳۲ تأخیری.

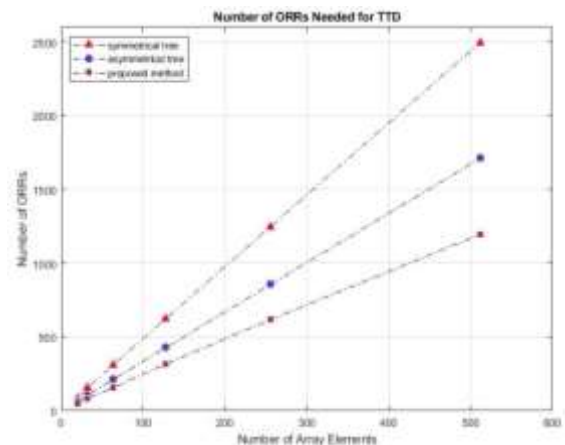
هرچند این موضوع با فیبر نیز قابل تحقق است اما نسبت به حلقه‌های تشدیدکننده اپتیک گران‌تر و سخت‌تر است چرا که به تعداد واحد و طول فیبر بسیار زیادی نیاز خواهد بود. پس از تکمیل خط تأخیر، برای توزیع سیگنال‌ها، از روش توضیح داده شده، احتیاج به خطوط تأخیر ثابت و حلقه‌های بیشتر برای به وجود آوردن الگوی تابش متقارن از بین خواهد رفت. می‌بایست

همان‌طور که گفته شد برای کاهش تعداد حلقه‌های مورد نیاز به جای اعمال تأخیر برای زوایای مثبت و منفی، خط تأخیر تنها برای یکی از زوایا طراحی می‌شود و زوایای جهت مخالف به کمک یک سویچ که مسیر تغذیه مؤلفه‌ها را عکس می‌نماید تحقق می‌یابد (شکل ۱۱).



شکل (۱۱): نحوه تحقق زاویه جهت مخالف به کمک سویچ

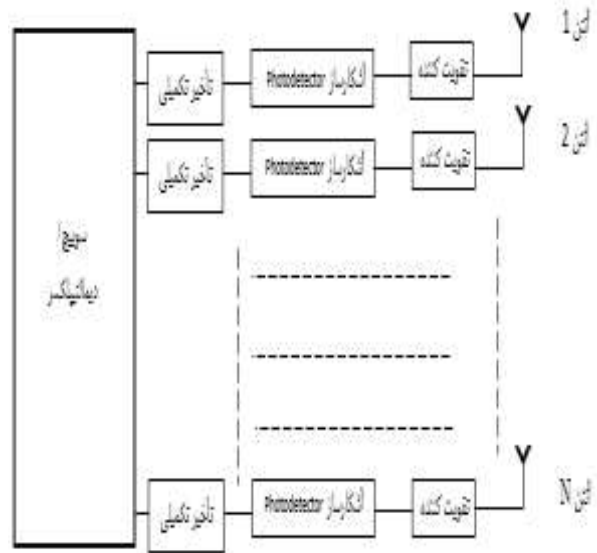
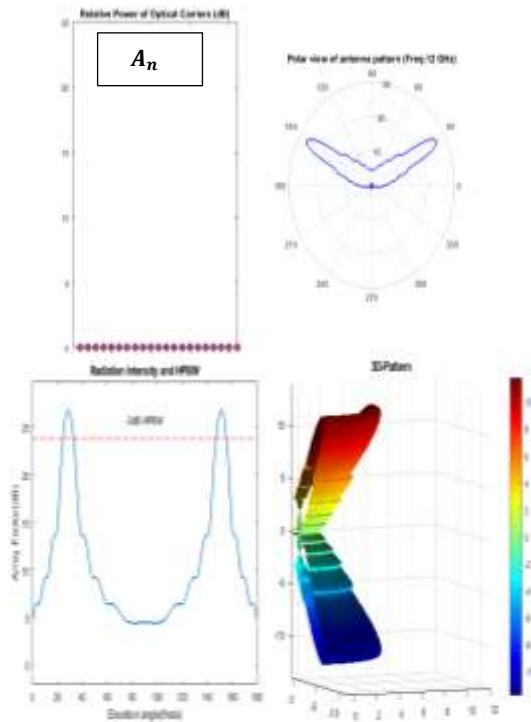
برای نشان دادن آنکه در این روش تعداد حلقه‌های مورد نیاز به شکل قابل توجهی کاهش می‌یابد شکل (۱۲) برای مقایسه روش‌های درختی (متقارن و نامتقارن) با روش پیشنهادی ارائه شده است. همان‌طور که مشخص است روش ارائه شده از هر دو روش درختی به تعداد حلقه‌های کمتری نیاز خواهد داشت؛ همچنین اختلاف میان روش درختی نامتقارن و روش پیشنهادی، با افزایش مؤلفه‌های آرایه افزایش خواهد یافت. یعنی هرچه تعداد آرایه‌ها بیشتر باشد، روش پیشنهادی عملکرد بهتری خواهد داشت. و در شکل (۱۳) و (۱۴) الگوی انتشار آرایه نسبت به ۳ تأخیر زمانی را ترسیم نموده‌است. همان‌طور که مشخص است حلقه‌های تشدیدکننده به دلیل داشتن قابلیت اعمال تأخیر پیوسته، قادرند دقت جاروب پرتو در فضا را افزایش دهند.



شکل (۱۲): مقایسه تعداد حلقه‌های تشدیدکننده مورد نیاز در روش‌های درختی و روش ارائه شده.

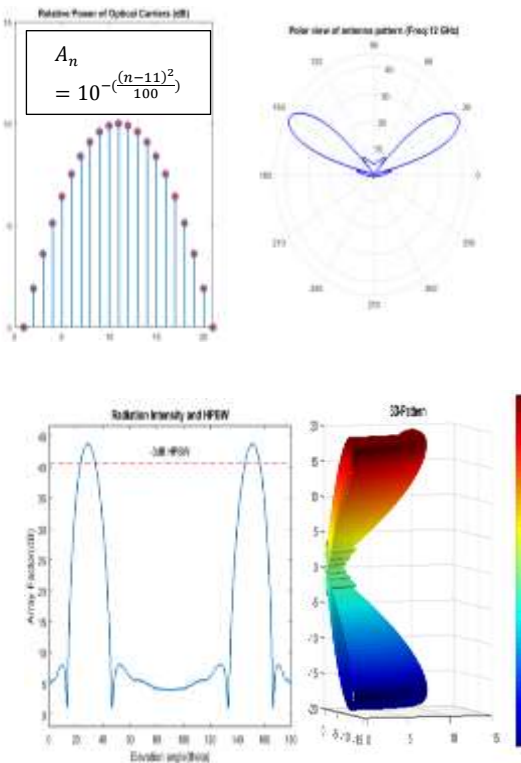
افق باشد.

سیگنال‌های اپتیک توزیع شده، به سیگنال الکتریکی تبدیل شوند و پس از پردازش‌های نهایی و تقویت به آرایه‌های آنتن تغذیه شوند تا الگوی تابش آرایه آنتن شکل بگیرد.



شکل (۱۵): ساختار مرحله نهایی شبکه شکل‌دهی پرتو.

الف) دامنه یکسان برای همه مؤلفه‌ها منجر به الگوی تابشی شده‌است که انرژی آن چندان در لوب اصلی متمرکز نیست.



ب) استفاده از توزیع متقارن منجر به تشدید انرژی در لوب اصلی شده‌است.

۷- الگوی تابش آنتن آرایه فازی

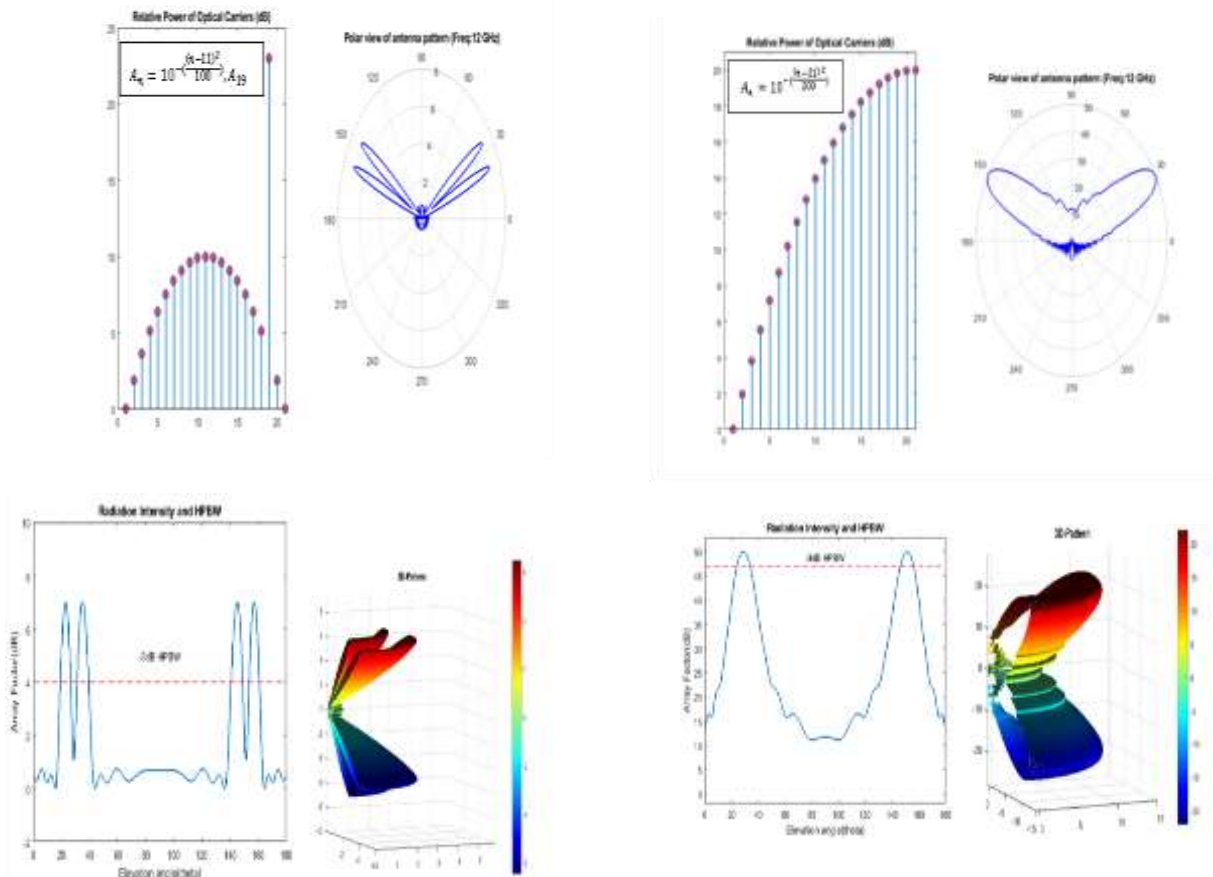
الگوی تابش آرایه‌ای از آنتن‌ها از جمع‌بندی الگوی تمامی آنها با یکدیگر به دست می‌آید. میدان الکتریکی ایجاد شده توسط یک آرایه آنتن در فاصله دور، از فرمول زیر به دست می‌آید:

$$Array\ Factor = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)} \quad (21)$$

که در آن β ثابت فاز قانون ماکسول، α فاز سیگنال تغذیه هر مؤلفه و d فاصله میان آنتن‌ها است. همچنین A_n دامنه سیگنال مربوط به هر کدام از مؤلفه‌ها است. در صورتی که A_n برای تمامی مؤلفه‌ها برابر با A_0 باشد خواهیم داشت:

$$Array\ Factor = A_0 \frac{\sin(N(\beta d \cos \theta + \alpha)/2)}{\sin((\beta d \cos \theta + \alpha)/2)} \quad (22)$$

از این‌رو با کنترل فاز و دامنه سیگنال آرایه‌ها می‌توان الگوی تابش آنتن را کنترل کرد. کنترل فاز در اینجا معادل تنظیم تأخیر میان آرایه‌ها است که در بخش‌های قبلی توضیح داده شد. حال برای بررسی تأثیر دامنه سیگنال آرایه‌ها بر روی الگوی آنتن، چند حالت کلی بررسی می‌گردد این حالت‌ها در شکل‌های زیر قابل مشاهده‌اند. تأخیر میان هر دو مؤلفه همسایه به گونه‌ای تنظیم شده که تمرکز پرتوی اصلی در اطراف زاویه ۳۰ و ۱۵۰ نسبت به

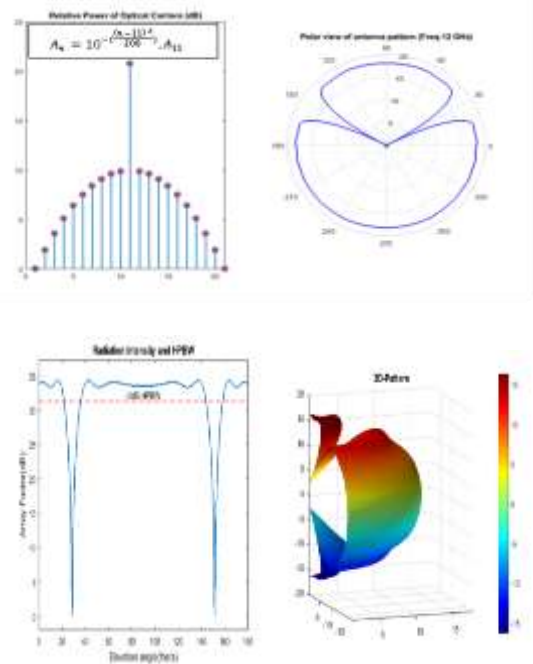


ج) دامنه تصاعدی از یک مؤلفه تا مؤلفه انتهایی منجر به بزرگ شدن لوب اصلی به شکلی نامطلوب شده است.

ه) انتخاب دامنه منفی برای حامل‌های کناری می‌تواند منجر به ایجاد لوب‌های اصلی بیشتر و باریکتر گردد (رهگیری چند هدف)

شکل (۱۶): حالت‌های مختلف الگوی تابش آنتن بر حسب دامنه حامل‌های اپتیک.

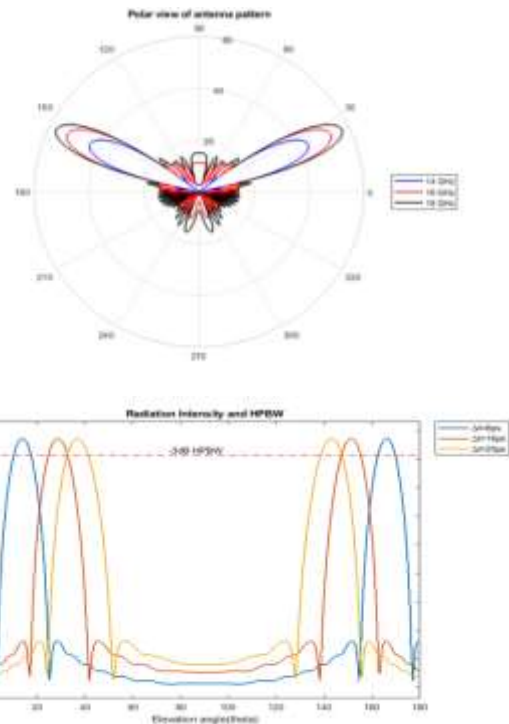
همان‌طور که در شکل‌های بالا قابل مشاهده است، توابع متفاوت برای حامل‌های اپتیک منجر به ایجاد شکل‌های مختلف برای الگوی تابش می‌گردد هر کدام از این الگوها در شرایط خاص می‌تواند مفید باشد. به‌عنوان مثال الگوی (د) می‌تواند برای جلوگیری از اختلال بین رادارهای مختلف و تمایز میان اهداف به‌کار برده شود؛ بدین شکل که از انتشار امواج راداری در یک جهت مشخص جلوگیری می‌نماید. همچنین در الگوی (د) با افزایش تعداد لوب‌های اصلی و باریک‌تر شدن آنها، می‌توان اقدام به رهگیری همزمان و با دقت بالای چند هدف نمود. همچنین برای نشان دادن اینکه روش تأخیر حقیقی زمان، وابستگی به فرکانس را در تعیین فاز مؤلفه‌ها از بین می‌برد، الگوی تابش آرایه در سه فرکانس مختلف در شکل ۱۷ نمایش داده شده است. با وجود تغییر فرکانس، پدیده لوچی پرتو روی نداده و لوب اصلی آنتن جابه‌جا نشده است.



د) با انتخاب ضریب منفی یک الگوی تابش معکوس به‌دست آمده است و در تمامی زاویه‌ها غیر از زاویه انتخابی میدان الکتریکی حاضر است.

matrix design to increase SINR in presence of signaldependent interference,” Iranian Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE). vol.16, no.2, pp. 129-134 (In Persian), 2018.

- [4] Y. Norouzi and Kashani, E. S. “Radar Performance Estimation Using ELINT Gathered Data,” Passive Defence Sci. and Tech., vol. 3, no. 4, pp. 339-347 (In Persian), 2013.
- [5] X. Xue et al, “Microcomb-based true-time-delay network for microwave beamforming”, Journal of lightwave technology, vol. 36, issue 12, p. 2312-2321, June 2018.
- [6] I. Visscher et al., “Broadband True Time Delay Microwave Photonic Beamformer for Phased Array Antennas,” 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland, 2019, pp. 1-5.
- [7] M. A. Piqueras et al., “Optically beamformed beam-switched adaptive antennas for fixed and mobile broad-band wireless access networks,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, no. 2, pp. 887–899, Feb. 2006.
- [8] A. Kabiri, Q. He, M. H. Kermani, and O. M. Ramahi, “Design of a controllable delay line,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 33, no.4, pp. 1080-1087, Nov. 2010.
- [9] Y. Liu et al, “93-GHz Signal Beam Steering with True Time Delayed Integrated Optical Beamforming Network”, 2019 optical fiber communications conference and exhibition (OFC), vol. 53, no. 13, March 2019.
- [10] M. A. Piqueras et al., “Optically beamformed beam-switched adaptive antennas for fixed and mobile broad-band wireless access networks,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, no. 2, pp. 887–899, Feb. 2006.
- [11] R. A. Soref, “Fiber grating prism for true time delay beamsteering,” Fiber Integr. Opt., vol. 15, no. 4, pp. 325–333, Oct. 1996.
- [12] H. Zmuda, R. A. Soref, P. Payson, S. Johns, and E. N. Toughlian, “Photonic beamformer for phased array antennas using a fiber grating prism,” IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, no. 2, pp. 241–243, Feb. 1997.
- [13] J. L. Corral, J. Marti, J. M. Fuster, and R. I. Laming, “Dispersion induced bandwidth limitation of variable true time delay lines based on linearly chirped fibre gratings,” Electron. Lett., vol. 34, no. 2, pp. 209–211, Jan. 1998.
- [14] B. Ortega, J. L. Cruz, J. Capmany, M. V. Andrés, and D. Pastor, “Variable delay line for phased-array antenna based on a chirped fiber grating,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, no. 8, pp. 1352–1360, Aug. 2000.
- [15] C. Y. Lin, H. Subbaraman, A. Hosseini, A. X. Wang, L. Zhu, and R. T. Chen, “Silicon nanomembrane based photonic crystal waveguide array for wavelength-tunable true-time-delay lines,” Appl. Phys. Lett., vol. 101, no. 5, Jul. 2012, Art. no. 051101.
- [16] M. Y. Chen, H. Subbaraman, and R. T. Chen, “Photonic crystal fiber beamformer for multiple X-band phased-array antenna transmissions,” IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 20, no. 5, pp. 375–377, Mar. 2008.



شکل (۱۷): مقایسه زاویه لوب اصلی آنتن آرایه فازی در سه فرکانس مختلف.

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله ساختار جدیدی برای پیاده‌سازی خطوط تأخیر اپتیک مبتنی بر حلقه‌های تشدیدکننده به منظور بهبود الگوی تابش رادارهای آرایه فازی ارائه گردید. مزیت حلقه‌های تشدیدکننده نسبت به راه‌حل‌های اپتیک دیگر مانند فیبر پیوستگی تأخیر و کوچک بودن حجم آنها است. روش ارائه شده نسبت به دیگر روش‌های متعارف پیاده‌سازی حلقه‌های تشدیدکننده حداقل ۲۵٪ تعداد حلقه‌های مورد نیاز را کاهش می‌دهد و ساختار ساده‌تری دارد. در کارهای آینده می‌توان به موضوعاتی همچون افزایش تعداد حامل‌های ریزشانه‌ای، حذف سوییچ به کمک حلقه‌های تشدیدکننده بیشتر، افزایش تعداد آرایه‌ها و کنترل الگوی تابش به کمک فیلتر حامل‌های ریزشانه‌ای پرداخت.

۹- مراجع

- [1] R. Rotman, M. Tur, and L. Yaron, “True Time Delay in Phased Arrays”, Proceedings of the IEEE, vol. 104, no. 3, March 2016.
- [2] C. T. Rodenbeck, et al., “Ultra-wideband low-cost phased-array radars”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 12, pp. 3697–3703, Dec. 2005.
- [3] M. Bolhasani, S. Imani, and S. A. Ghorashi, “Covariance

- [22] R. Heideman, A. Leinse, and W. Hoving, "Large-scale integrated optics using TriPleXTM waveguide technology: from UV to IR", SPIE Photonics West, San Jose, California, 24-29 Jan. 2009, pp. 7221-7226.
- [23] Se-Young Seo, Jinku Lee, Jung H. Shin, Eun-Seok Kang, and Byeong-Soo Bae, "The thermo-optic effect of Si nanocrystals in silicon-rich silicon oxide thin films", *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 13, Sep. 27, 2004, pp. 2526-2528
- [24] A. Meijerink et al., "Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas—Part I: Design and performance analysis," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 1, pp. 3–18, Jan. 2010.
- [25] G. Lenz, B. J. Eggleton, C. K. Madsen and R. E. Slusher, "Optical delay lines based on optical filters," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 525-532, April 2001.
- [17] H. Tian, F. Long, W. Liu, and Y. Ji, "Tunable slow light and buffer capability in photonic crystal coupled-cavity waveguides based on electro-optic effect," *Opt. Commun.*, vol. 285, no. 10–11, pp. 2760–2764, May. 2012.
- [18] L. Zhuang et al., "Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas—Part II: Experimental prototype," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 1, pp. 19–31, Jan. 2010.
- [19] S. Zheng, H. Chen, and A. W. Poon, "Microring-resonator cross-connect filters in silicon nitride: Rib waveguide dimensions dependence," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 12, no. 6, pt. 2, pp. 1380–1387, Nov./Dec. 2006.
- [20] "Low modal birefringent waveguides and methods of fabrication", U. S. patent application nr. 10/756627-001, vol. 67, no. 8 Jan. 2004.
- [21] R. Heideman, A. Melloni, M. Hoekman, A. Borreman, A. Leinse, and F. Morichetti, "Low loss, high contrast optical waveguides based on CMOS Chapter 5 109 compatible LPCVD processing: technology and experimental results", *Proceedings IEEE/LEOS Symposium Benelux Chapter*, vol. 98, no. 3 p.71-74, Dec. 2005.