
Design of a Wideband Power Amplifier by the Real Frequency Technique

H. Shafaghati, S. A. Ahmadi*

* Associate Professor, Faculty of Electrical Engineering, Khawaja Nasiruddin Toosi University, Tehran, Iran

(Received: 07/05/2021, Accepted: 14/08/2021)

Abstract

Matching networks are amongst the most important parts of communication systems. If the matching networks are not broadband, no matter how good the rest of the communication system is, the system's bandwidth would be limited. In this project, we explain the real frequency technique and use it to design and simulate a broadband matching network with maximum gain and efficiency for use in a broadband power amplifier. The designed prototype operates from 0.1 up to 4 GHz with around 12 dB power gain and delivers approximately 40 dBm or 10 Watts of power. The power added efficiency of the device varies between 47% and 82% in the wide operation bandwidth. The CGH40010F GaN HEMT component from the Wolfspeed-Cree Company is used in the design. The initial design has been based on the real frequency matching with the transistor scattering parameters provided by the manufacturer. The initial prototypes of compact components are achieved by applying the real frequency singular matching technique using an appropriate source impedance and load, designed for an optimum gain and efficiency. Then the compact components are substituted by their distributed counterparts. Finally, the whole system operation is again optimized and the power gain, output power and power added efficiency values are plotted and the obtained diagrams are presented.

Keywords: broadband matching, real frequency technique, microwave power amplifier, GaN HEMT

* Corresponding author E-mail: Aahmadi@eetd.kntu.ac.ir

علمی - پژوهشی

طراحی تقویت کننده پهن باند قدرت با استفاده از روش فرکانس حقیقی

حمیدرضا شفقتی^۱، سید آرش احمدی^{۲*}

۱- کارشناسی ارشد، ۲- دانشیار، دانشکده برق، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۰/۰۲/۱۷، پذیرش: ۱۴۰۰/۰۵/۲۳)

چکیده

این مقاله طراحی و شبیه سازی یک تقویت کننده توان، با حداکثر سطح بهره و راندمان در پهنای باند فوق گسترده را که با استفاده از تکنیک فرکانس حقیقی انجام شده است، در برمی گیرد. این تقویت کننده از فرکانس های نزدیک به DC تا ۴ گیگاهرتز، بهره توان بیش از ۱۲ دسی بل و توان خروجی بیش از ۴۰ دسی بل میلی وات یا ۱۰ وات را تحویل بار می دهد. بازدهی توان افزوده دستگاه، بین ۴۷ تا ۸۲ درصد در پهنای باند کاری، تغییر می کند. قطعه CGH40010F GaN HEMT از شرکت Wolfspeed-Cree در این طراحی استفاده شده است. طراحی اولیه بر اساس روش تطبیق فرکانس حقیقی با استفاده از پارامترهای پراکندگی ترانزیستور که توسط سازنده ارائه شده، انجام شده است. با استفاده از امیدانسی های منبع و بار مناسب که برای سطح بهره وری و بهره بهینه حاصل شده، نمونه اولیه عناصر فشرده با استفاده از تکنیک تطبیق منفرد فرکانس حقیقی مبتنی بر امیدانسی به دست می آید. سپس عناصر فشرده با نمونه های توزیع شده جایگزین می شوند. سرانجام، عملکرد کلی سیستم مجدداً بهینه سازی شده، نمودارهای بهره توان، توان خروجی و بازدهی توان افزوده دستگاه به دست آمده و نتایج نمودارهای مذکور ارائه می شوند.

کلید واژه ها: تطبیق پهن باند، روش فرکانس حقیقی، تقویت کننده توان مایکروویو

۱- مقدمه

سرعت ها و فرکانس های بالا فراهم می کنند. دستگاه هایی که از ایندیم^{۱۰} (In) بیشتری استفاده می کنند به طور کلی عملکرد بهتری در فرکانس های بالا از خود نشان می دهند. همچنین در سال های اخیر، HEMT های گالیوم نیتراید^{۱۱} (GaN) به دلیل عملکرد با توان بالا، توجه ها را به خود جلب کرده اند؛ مانند سایر FET ها، HEMT ها در مدارهای مجتمع به عنوان کلید خاموش و روشن دیجیتال استفاده می شوند. از FET ها می توان به عنوان تقویت کننده مقدار زیادی جریان با استفاده از یک ولتاژ کوچک به عنوان سیگنال کنترل کننده نیز استفاده کرد. هر کدام از این کاربردها، توسط خصوصیات ولتاژ جریان بی نظیر FET امکان پذیر شده است. ترانزیستورهای HEMT قادرند در فرکانس های بالاتر از ترانزیستورهای معمولی (تا فرکانس های موج میلی متری) کار کنند و در محصولات با فرکانس بالا مانند تلفن های همراه، گیرنده های تلویزیون ماهواره ای، مبدل های ولتاژ و تجهیزات راداری مورد استفاده قرار گیرند [۱].

دستگاه های تقویت کننده توان^۱ (PA) واحدهای اساسی و قسمت های پایانی تقویت فرستنده های ارتباط رادیویی هستند. توان تحویل داده شده، بهره^۲، بازدهی^۳، پهنای باند کاری^۴ و خطی بودن، پارامترهای اساسی طراحی هر سیستم PA می باشد. هر قطعه فعال^۵ باید در ورودی و خروجی با یک بار مشخص، تطبیق داده شود تا بهره و بازده کافی در باند کاری آن تأمین شود.

ترانزیستور تحرک الکترونی بالا^۶ (HEMT) یک ترانزیستور اثر میدانی^۷ (FET) است که از پیوند بین دو نیم رسانای متفاوت با گاف انرژی متفاوت بهره می برد. دو نیم رسانایی که اغلب در این ترانزیستورها به کار می روند گالیوم آرسناید^۸ (GaAs) و آلومینیوم گالیوم آرسناید^۹ (AlGaAs) هستند. این مواد به علت تحرک الکترونی بالا امکان استفاده از این نوع از ترانزیستورها را در

* رایانامه نویسنده مسئول: Aahmadi@eed.kntu.ac.ir

¹ Power Amplifier² Gain³ Efficiency⁴ Operation Bandwidth⁵ Active Device⁶ High Electron Mobility Transistors⁷ Field-Effect Transistor⁸ Gallium arsenide⁹ Aluminium gallium arsenide

از آنجا که ترانزیستورهای GaN می توانند در دما و ولتاژهای بسیار بالاتر از ترانزیستورهای GaAs کار کنند، تقویت کننده های توان ایده آلی را در فرکانس های مایکروویو تولید می کنند. علاوه بر این، GaN ویژگی های امیدوار کننده ای را برای دستگاه های

¹⁰ Indium¹¹ Gallium nitride

برای محدودیت بهره-پهنای باند دستگاه‌هایی که باید تطبیق شوند، ارائه می‌دهد. همچنین به‌صورت خودکار مدار تطبیق بدون تلفی را با عملکرد بهره-پهنای باند بهینه نشان می‌دهد. نسخه اولیه روش فرکانس حقیقی به‌اصطلاح تکنیک قطعه خط فرکانس حقیقی، تنها برای حل مسائل تطبیق منفرد و همچنین طراحی تقویت‌کننده تک‌مرحله‌ای میکروویو مناسب بود. در آن زمان، یارمان^۳ به همراه پروفیسور کارلین، تکنیک قطعه خط فرکانس حقیقی او را برای پاسخ دادن به مسائل تطبیق مضاعف در طول کار دکتری تعمیم دادند [۸-۱۰]. پس از گذشت مدت‌زمانی کوتاه، ایشان با استفاده از روش پراکنندگی که به آن تکنیک فرکانس حقیقی ساده شده^۴ (SRFT) می‌گویند، ایده خود را برای دستیابی به هر نوع طراحی تقویت‌کننده ارائه دادند [۱۱]. به نظر می‌رسد که SRFT بسیار ساده برای اجرا بوده و به‌طور طبیعی برای طراحی مدارهای میکروویو مناسب می‌باشد [۱۲]. در دهه ۱۹۸۰، آن‌ها چندین تقویت‌کننده میکروویو و آرایه‌های آنتن را برای ترانسپوندرهای ماهواره‌ای، با شبکه‌های تطبیق با استفاده از SRFT طراحی کردند [۱۳]. در سال‌های بعد، تکنیک‌های فرکانس حقیقی کاربردهای گسترده‌ای را در زمینه مهندسی میکروویو پیدا کرده بود و استفاده از آن‌ها برای ساخت شبکه‌های تطبیق‌دهنده و تقویت‌کننده گسترش یافته بود. در این سال‌ها، SRFT نیز برای مدل‌سازی داده‌های اندازه‌گیری شده از اجزای فعال و غیرفعال استفاده کرده است [۱۴].

در این مقاله، نشان داده‌ایم که تکنیک‌های فرکانس حقیقی هنگام طراحی تقویت‌کننده‌های پهن‌بند مبتنی بر GaN HEMT بسیار مفید بوده است که این تکنیک‌ها در طراحی‌های سیگنال کوچک در مقالات [۱۷-۱۵] نیز استفاده شده است. برای این منظور، قطعه CGH40010F شرکت Wolfspeed-Cree با توان ۱۰ وات و باند عملیاتی DC تا ۶ گیگاهرتز انتخاب شده است [۱۸]. با استفاده از مدل غیرخطی ترانزیستور، شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی در باند DC تا ۴ گیگاهرتز از طریق روش فرکانس حقیقی با توجه به سطح بهره بهینه و بازده در کل دامنه فرکانس کاری طراحی می‌شوند. پس از به دست آوردن نمونه اولیه عناصر فشرده شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی، این عناصر فشرده با معادل‌های توزیع شده جایگزین می‌شوند تا اثرات پارازیتی ناشی از اجزای گسسته واقعی و همچنین امکان ساخت مدار با هزینه کم و آسان فراهم شود. از این رو، شبکه‌های تطبیق عناصر فشرده و توزیع شده در عملکرد مدار مؤثر هستند و ساخت آن‌ها بر روی یک زیرلایه انتخابی، امکان‌پذیر است.

THz ارائه می‌دهد. با توجه به چگالی توان بالا و محدودیت‌های خرابی ولتاژ، GaN همچنین به‌عنوان یک گزینه مناسب برای برنامه‌های ایستگاه پایه تلفن همراه 5G ظاهر می‌شود. ولتاژ خرابی بسیار بالا، تحرک زیاد الکترون‌ها و سرعت اشباع GaN نیز آن را به‌عنوان کاندیدایی ایده‌آل برای کاربردهای میکروویو با توان بالا و دمای بالا تبدیل کرده است. بازارهای موجود برای دستگاه‌های پرقدرت و فرکانس بالا مبتنی بر GaN شامل تقویت‌کننده‌های توان فرکانس رادیویی میکروویو (مانند آن‌هایی که در انتقال داده بی‌سیم با سرعت بالا استفاده می‌شود) و دستگاه‌های سوئیچ ولتاژ بالا برای شبکه‌های برق می‌باشد. یکی از ظرفیت‌های بالقوه آن، بازار انبوه موجود برای ترانزیستورهای RF مبتنی بر GaN است که این ترانزیستورها به‌عنوان منبع میکروویو برای اجاق‌های میکروویو و جایگزین مگنترون‌های فعلی، قرار می‌گیرند. شکاف باند بزرگ به این خاطر است که عملکرد ترانزیستورهای GaN تا دمای بالاتر نسبت به ترانزیستورهای سیلیکونی حفظ شود. اولین ترانزیستورهای اثر میدانی نیمه‌هادی^۱ فلز گالیم نیتراید (GaN MESFET) به‌طور آزمایشی در سال ۱۹۹۳ مورد استفاده قرار گرفت و آن‌ها به‌طور فعال در حال توسعه هستند [۲].

طی چند دهه گذشته، تقویت‌کننده‌های توان بالا با استفاده از GaN HEMT به‌طور گسترده‌ای در ایستگاه‌های پایه، سیستم‌های راداری و سیستم‌های ارتباطی مختلف مورد استفاده قرار گرفته‌اند. از مزایای این دستگاه‌ها نسبت به فناوری‌های رقیب، ولتاژ خرابی بالاتر، پهنای باند وسیع‌تر، فرکانس انتقال بیشتر، کارایی و چگالی توان می‌باشد [۳-۶].

این HEMT‌ها معمولاً پهن‌بند هستند؛ اما مسئله این است که مقدار امپدانس منبع و بار، برای به دست آوردن توان مطلوب و سطح کارایی در طول باند کاری، بسیار متفاوت است. از این رو تطبیق چنین دستگاه‌هایی یک مسئله ساده نیست. از طرفی امکان تطبیق مزدوج وجود نداشته؛ زیرا این کار برای طراحی‌های تک‌فرکانسی امکان‌پذیر است. حتی اگر مسئله به‌طور نظری از طریق برخی از رویکردهای نیمه تحلیلی حل شود، دستیابی به توابع امپدانس قابل تحقق در انتهای طرح نظری نیز بسیار سخت خواهد بود.

در سال ۱۹۷۷، پروفیسور کارلین^۲ از دانشگاه کرنل با معرفی یک روش جدید طراحی شبکه تطبیق با نام تکنیک فرکانس حقیقی دید جدیدی برای مسئله تطبیق پهن‌بند ایجاد کرد [۷]. این تکنیک، با اقناع کردن تئوری تحلیلی، تخمین معقولی را

^۳ B.S. Yarman^۴ Simplified Real Frequency Technique^۱ Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor^۲ H.J. Carlin

۲-۱- روش فرکانس حقیقی

با توجه به سختی‌هایی که در مرحله اجرای نظریه بهره پهنای باند تحلیلی وجود دارد، ترجیح داده می‌شود برای ساخت شبکه تطبیق، از تکنیک‌های طراحی به کمک رایانه^۴ (CAD) استفاده شود. در تمام تکنیک‌های CAD هدف، بهینه‌سازی عملکرد سیستم‌های تطبیق با استفاده از الگوریتم رایانه‌ای است. ابزارهای نرم‌افزاری بسیار خوبی وجود دارد که برای تجزیه و تحلیل عملکرد مدارهای میکروویوی و همچنین طراحی مدارها برای اهداف از پیش تنظیم شده، برای مهندسان در دسترس هستند. در این ابزارها ابتدا توپولوژی مدار با مقادیر اولیه عناصر شرح داده می‌شود، سپس با تغییر مقادیر عناصر، عملکرد مدار بهینه می‌شود.

در کلیه الگوریتم‌های بهینه‌سازی عددی، کاربر باید با توجه به پارامترهای مجهول مسئله، یک تابع هدف را تعریف کند. در مورد مسئله طراحی شبکه تطبیق، کاربر داده‌های اندازه‌گیری شده بار را به برنامه ارائه می‌دهد. سپس، یک توپولوژی معقول مدار، برای برابرکننده انتخاب می‌شود. این عناصر را $\{X_1, X_2, \dots, X_n\}$ نام‌گذاری می‌کنیم. برای بهینه‌سازی، باید بهره توان مبدل^۵ (TPG) را به عنوان تابعی از این پارامترهای مجهول، همراه با داده‌های بار اندازه‌گیری شده، که می‌تواند به عنوان داده‌های امپدانس $Z_L(j\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega)$ یا ادمیتانس یا رفلکتانس ارائه شود، تعریف کرد.

از نظر ریاضی، می‌گوییم بهره توان مبدل $T(\omega)$ تابعی از متغیر فرکانس حقیقی ω ، داده‌های بار اندازه‌گیری شده (Z_L) و عناصر مجهول مدار تطبیق $\{X_1, X_2, \dots, X_n\}$ می‌باشد.

$$T = T(\omega, Z_L, X_1, X_2, \dots, X_n) \quad (1)$$

هدف برای بهینه‌سازی را می‌توان این‌گونه تعریف کرد: رسیدن به یک سطح بهره از پیش تعیین شده T_0 ، تا بالاترین حد ممکن و تا حد ممکن صاف. در این حالت، ما یک تابع خطا را تنظیم کرده‌ایم.

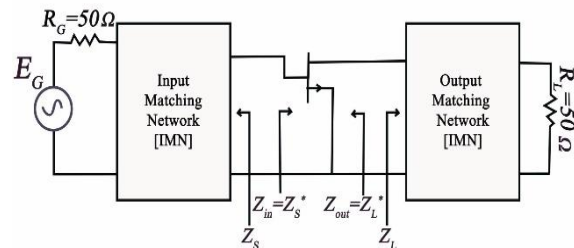
$$\varepsilon(\omega) = T(\omega, R_L(\omega), X_L(\omega), Z_L, X_1, X_2, \dots, X_n) - T_0 \quad (2)$$

این تابع خطا می‌بایست در طول باند تعیین شده، یعنی از ω_1 به ω_2 به حداقل برسد. به‌خوبی مشخص شده است که بهره توان مبدل سیستم‌های تطبیق از نظر مقادیر عناصر شبکه‌های تطبیق بسیار غیرخطی است. با توجه به اینکه ضریب بازتاب

در بخش‌های بعدی، روند طراحی با جزئیات آورده شده است. با استفاده از امپدانس‌های منبع و بار، طراحی شبکه تطبیق ورودی و خروجی از طریق روش فرکانس حقیقی^۱ (RFT) انجام می‌شود. سپس، نمونه اولیه عناصر توزیع شده شبکه‌های تطبیق با استفاده از تکنیک‌های تبدیل فشرده به توزیع شده طراحی می‌شوند. سپس عملکرد کلی مجدداً بهینه‌سازی می‌شود تا بازدهی بهبود بیشتری یابد. سرانجام، نتیجه‌گیری می‌شود که تقویت‌کننده‌های توان پهن‌بند را می‌توان از طریق چنین روش نظام‌مندی برای دستیابی به راه‌حل‌های بهینه از نظر ویژگی‌های فنی و همچنین اقتصادی طراحی کرد.

۲- طراحی و شبیه‌سازی

با در نظر گرفتن امپدانس‌های ورودی و خروجی ترانزیستور که به عنوان امپدانس‌های منبع و بار در نظر گرفته می‌شوند، شکل ساده PA می‌تواند مانند شکل ۱ نشان داده شود که IMN و OMN به ترتیب شبکه تطبیق ورودی^۲ و شبکه تطبیق خروجی^۳ ترانزیستور هستند.



شکل (۱). شکل ساده تقویت‌کننده توان

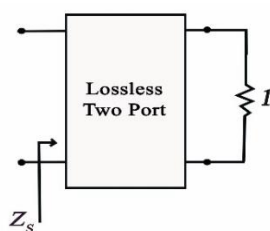
با در نظر گرفتن حداکثر انتقال توان از ورودی به خروجی از طریق شبکه‌های تطبیق IMN و OMN، هر دو شبکه باید به روشی مناسب طراحی شوند. برای این کار، عناصر فشرده شبکه IMN برای تطبیق $R_G = 50\Omega$ با امپدانس ورودی ترانزیستور $Z_{in}(j\omega) = Z_S^*(j\omega)$ طراحی شده است. به‌طور مشابه عناصر فشرده OMN برای تطبیق $R_L = 50\Omega$ با امپدانس خروجی ترانزیستور $Z_{out}(j\omega) = Z_L^*(j\omega)$ طراحی شده است. این دو طراحی شبکه تطبیق را می‌توان به عنوان دو مسئله متفاوت تطبیق مستقل در باند موردنظر در نظر گرفت و می‌توانیم یکی یکی آن‌ها را حل نماییم. به‌عنوان نتیجه این فرآیند، شبکه‌های تطبیق مطلوب را می‌توان از طریق RFT به دست آورد و در نهایت با استفاده از روش‌های موجود بهینه‌سازی، به پاسخ‌های مطلوب رسید.

4. Computer Aided Design
5. Transducer Power Gain

¹ Real Frequency Technique
² Input Matching Network
³ Output Matching Network

تلف^۱ (MN) از نظر عملکرد امیدانس ورودی نقطه تحریک مثبت حقیقی^۲ (PR) توصیف شده است که به اصطلاح امیدانس دارلینگتون نامیده می‌شود و در شکل ۳ نشان داده شده است.

در مسائل تطبیق منفرد RFT، نمونه اولیه شبکه تطبیق عناصر فشرده با بهینه‌سازی بهره توان مبدل ساخته می‌شود. با به دست آمدن بهره توان مبدل، امیدانس نقطه تحریک^۳ شبکه تطبیق $Z_{in}(p) = \frac{N(p)}{D(p)}$ به دست می‌آید؛ که متغیر آن $p = \sigma + j\omega$ می‌باشد.



شکل (۳). تئوری امیدانس دارلینگتون

با توجه به اینکه امیدانس نقطه تحریک $Z_{in}(p)$ یک تابع حقیقی مثبت است، ضریب بازتاب ورودی شبکه $S_{in}(p) = \frac{h(p)}{g(p)}$ تعریف می‌شود که چندجمله‌ای مخرج آن یک چندجمله‌ای اکیداً هرویتز می‌باشد.

$$h(p) = N(p) - D(p) = h_0 + h_1p + \dots + h_np^n \quad (۳)$$

$$g(p) = N(p) + D(p) = g_0 + g_1p + \dots + g_np^n \quad (۴)$$

با به توان ۲ رساندن ضریب بازتاب ورودی داریم:

$$|S_{in}(j\omega)|^2 = \left| \frac{z_{in}(j\omega)-1}{z_{in}(j\omega)+1} \right|^2 = \left| \frac{h(j\omega)}{g(j\omega)} \right|^2 \leq 1; \forall \omega \quad (۵)$$

که با توجه به رابطه (۵) می‌توان چندجمله‌ای $F(\omega^2)$ را به صورت زیر تعریف کرد:

$$F(\omega^2) = f(j\omega)f(-j\omega) = F_0 + F_1\omega^2 + \dots + F_n\omega^{2n} \quad (۶)$$

$$F(\omega^2) = G(\omega^2) - H(\omega^2) \quad (۷)$$

همچنین داریم:

$$h(j\omega)h(-j\omega) = H(\omega^2) = H_0 + \dots + H_n\omega^{2n} \quad (۸)$$

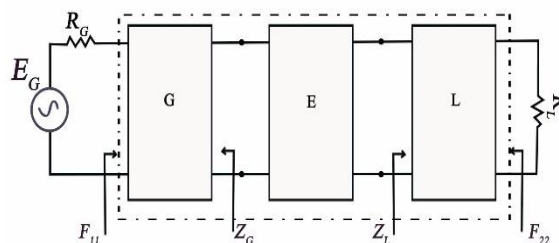
$$g(j\omega)g(-j\omega) = G(\omega^2) = G_0 + \dots + G_n\omega^{2n} \quad (۹)$$

اثبات می‌شود که $f(p)$ در طراحی شبکه‌های تطبیق پایین‌گذر و میان‌گذر، غالباً به صورت رابطه (۱۰) می‌باشد:

$$f(p) = p^k \prod_{r=1}^n (p^2 + \omega_r^2) \quad (۱۰)$$

ورودی شبکه $S_{in}(p) = \frac{h(p)}{g(p)}$ تعریف می‌شود، در روش فرکانس حقیقی، غیرخطی بودن از نظر ضرایب حقیقی $\{h_0, h_1, \dots, h_n\}$ برای چندجمله‌ای $h(p)$ ، همیشه درجه دوم است و تعداد کل عناصر مدار اهمیت ندارد. در تئوری بهینه‌سازی، کاملاً مشخص است که اگر درجه غیرخطی بودن تابع هدف از ۲ فراتر رود، می‌توان به راحتی در حداقل‌های نسبی گرفتار شد و شاید همگرایی نهایی غیرممکن شود. علاوه بر این، الگوریتم‌های بهینه‌سازی غیرخطی با داده‌های اولیه خوبی، در مجهول‌ها شروع می‌شوند؛ بنابراین، نتایج نهایی تقریباً به مقادیر اولیه بستگی دارد. به عبارت دیگر، می‌توان گفت که بهینه‌سازی‌های غیرخطی نسبت به مقادیر اولیه پارامترهای مجهول، بسیار حساس هستند. در این راستا، روش‌های کامپیوتری طراحی شبکه تطبیق که با انتخاب توپولوژی شبکه شروع می‌شوند، به دلیل حساسیت نسبت به مقادیر عناصر، رفتار غیرخطی و تمایلات غیر همگرا، روش‌های طراحی جست‌وجوی فراگیر نام گرفته‌اند. از طرف دیگر، اگر کاربر طراحی شبکه تطبیق را بر روی ضرایب حقیقی چندجمله‌ای $h(p)$ آغاز کند، مطمئناً بهینه‌سازی درجه دوم و همگرا است. اگر شبکه بار مختلط شود، بهینه‌سازی در مقادیر عناصر سخت‌تر می‌شود؛ بنابراین، دشواری‌های مسئله تطبیق، ما را به سمت تکنیک فرکانس حقیقی ساده شده برای ساخت شبکه‌های تطبیق سوق می‌دهد.

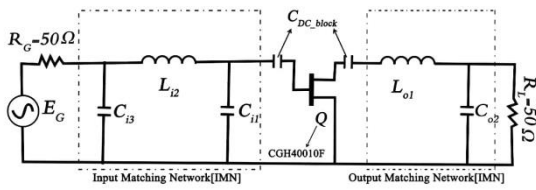
در روش فرکانس حقیقی، مطابق شکل ۲ ابتدا باید ما مسئله را به سه شبکه ژنراتور، بار و برابرکننده تبدیل کنیم که منتهی به دو امیدانس مقاومتی خالص می‌شوند. در ادامه این دو مقاومت باید دارای مقدار یکسان باشند که در غیر این صورت باید از ترانسفورماتور استفاده کرد و در نهایت، با نرمالیزه کردن، مقاومت‌های انتهایی به مقاومت با مقدار واحد تبدیل می‌شوند. حال مسئله موردنظر به یک مسئله فیلتر ساده تبدیل شده است که به راحتی می‌توان آن را حل کرد.



شکل (۲). مسئله تطبیق مضاعف با استفاده از تئوری دارلینگتون

برای مسئله موردبررسی، نمونه‌های اولیه شبکه تطبیق عناصر فشرده IMN و OMN با استفاده از RFT به شرح زیر طراحی شده‌اند. در تکنیک‌های فرکانس حقیقی، یک شبکه تطبیق بدون

1. Matching Network
2. Positive Real
3. Driving Point Impedance

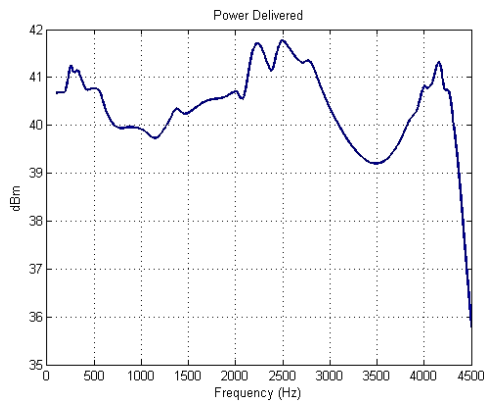


شکل (۵). تقویت‌کننده توان طراحی شده با عناصر فشرده به‌وسیله RFT

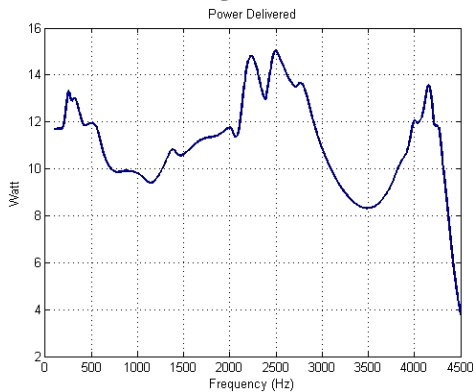
جدول (۱). مقادیر عناصر به‌دست‌آمده به‌وسیله RFT

عناصر IMN		عناصر OMN	
C_{i1}	۳/۸۳ pF	L_{o1}	۱/۰۴ nH
L_{i2}	۱/۲۹ nH	C_{o2}	۰/۸۵ pF
C_{i3}	۲/۴۰ pF		

با استفاده از RFT که در بالا شرح داده شده است، تقویت‌کننده توان پهن‌بند متشکل از عناصر فشرده که در شکل ۵ نشان داده شده را به دست آوردیم. در شکل ۵، نشان‌دهنده ترانزیستور CGH40010F است و خازن‌های C_{DC_block} و مسدودکننده DC را نشان می‌دهند که مقدار آن‌ها برای فیلتر کردن جریان مستقیم ناشی از تغذیه DC، به‌اندازه کافی بالا است. مقادیر دیگر عناصر شبکه‌های تطبیق طراحی شده در جدول ۱ آورده شده است.

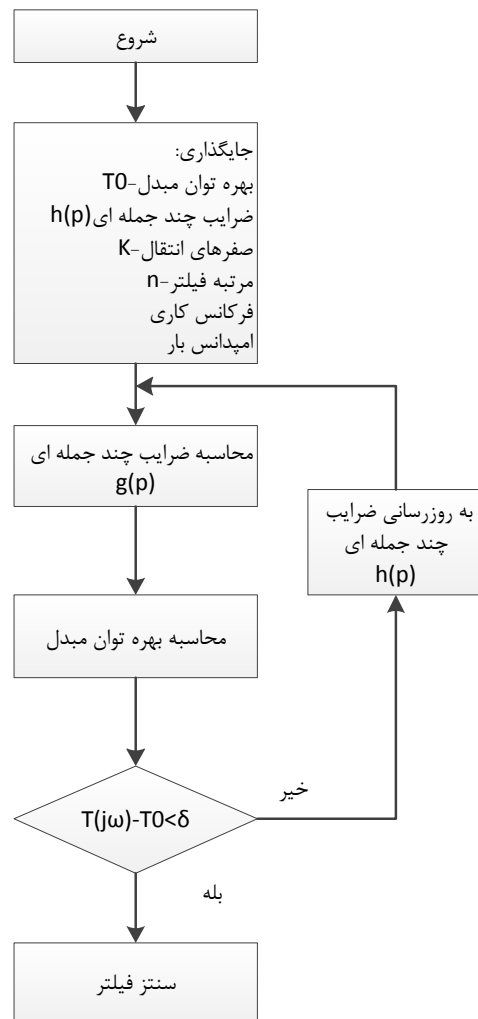


شکل (۶). توان خروجی تقویت‌کننده توان



شکل (۷). توان خروجی تقویت‌کننده توان

برای به دست آوردن بهره توان میدل مطلوب، ما نیاز به محاسبه $f(p)$ و $h(p)$ داریم. با داشتن $f(p)$ و $h(p)$ می‌توان $g(p)$ را به دست آورد و با استفاده از ضریب بازتاب خروجی $E_{22}(p) = h(p)/g(p)$ امپدانس شبکه تطبیق Z_L محاسبه می‌شود. با توجه به پایین‌گذر یا میان‌گذر بودن شبکه تطبیق، $f(p)$ معلوم می‌شود و همچنین با استفاده از توابع بهینه‌سازی و یک مقدار اولیه برای $h(p)$ ، می‌توان به کمک نرم‌افزار MatLab به هدف موردنظر دست یافت. الگوریتم طراحی مدار تطبیق با استفاده از روش فرکانس حقیقی مطابق شکل ۴ می‌باشد.

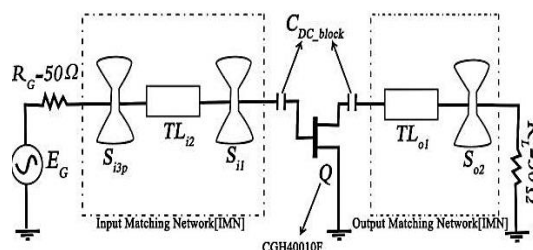


شکل (۴). الگوریتم به دست آوردن شبکه تطبیق

۳. نتایج و بحث

تمام مراحل فوق برای طراحی شبکه‌های تطبیق بر روی نرم‌افزار MatLab برنامه‌نویسی شده است. با استفاده از سنتر امپدانس نقطه تحریک، شبکه‌های تطبیق مطلوب برای مسئله طراحی تقویت‌کننده موردبررسی به دست می‌آیند. نتایج به‌دست‌آمده در شکل ۵ و جدول ۱ آورده شده است.

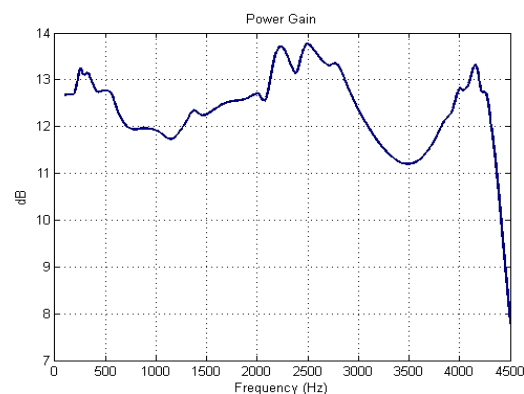
برای اینکه شرایط تحقق عملی در نظر گرفته شود، لازم است چنین طرحی به گونه‌ای اصلاح شود که مقادیر و ابعاد عناصر سازه‌های میکرواستریپ تا حد ممکن در محدوده قابل تحقق باشد. خازن‌های با ظرفیت کم را می‌توان با استفاده از استاب‌های شعاعی متقارن اندازه کوچک در میکرواستریپ در یک دامنه فرکانس وسیع‌تر، به راحتی محقق کرد و سلف‌های سری کوچک می‌توانند با خطوط انتقال سری جایگزین شوند. با توجه به این خصوصیات، L_{i2} (۱/۲۹ nH) و L_{o1} (۱/۰۴ nH) به خط انتقال میکرواستریپ تبدیل می‌شوند. خازن‌های C_{i1} (۳/۸۳ pF)، C_{o2} (۰/۸۵ pF) و C_{i3} (۲/۴۰ pF) میکرواستریپ تبدیل می‌شوند که پارامترهای آن‌ها W: عرض خط تغذیه، R_0 : شعاع بیرونی بخش دایره‌ای، زاویه: زاویه زیربخش دایره‌ای و D: عمق الحاق بخش دایره‌ای در خط تغذیه، هستند. از این رو، طرح نهایی PA به دست می‌آید. طرح PA قابل تحقق به دست آمده و در شکل ۱۰ ارائه شده است؛ و مقادیر عناصر این طرح جدید در جدول ۲ آورده شده است.



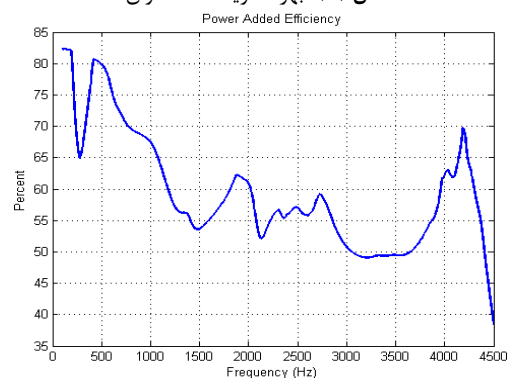
شکل (۱۰). تقویت‌کننده توان طراحی شده با عناصر گسترده به وسیله RFT

جدول (۲). مقادیر عناصر گسترده

عناصر IMN		عناصر OMN	
S_{i1}	$W=500 \mu\text{m}$ $R=5000 \mu\text{m}$ $\text{Angle}=83/4$ $D=0/2 \text{ mm}$	TL_{o1}	$W=200 \mu\text{m}$ $L=1500 \mu\text{m}$
TL_{i2}	$W=200 \mu\text{m}$ $L=2850 \mu\text{m}$	S_{o2}	$W=500 \mu\text{m}$ $R=2480 \mu\text{m}$ $\text{Angle}=82/2$ $D=0/2 \text{ mm}$
S_{i3}	$W=500 \mu\text{m}$ $R=3280 \mu\text{m}$ $\text{Angle}=83/4$ $D=0/2 \text{ mm}$		
RO4350B $h=20 \text{ mil}$		$E_r = 3/66$	



شکل (۸). بهره تقویت‌کننده توان



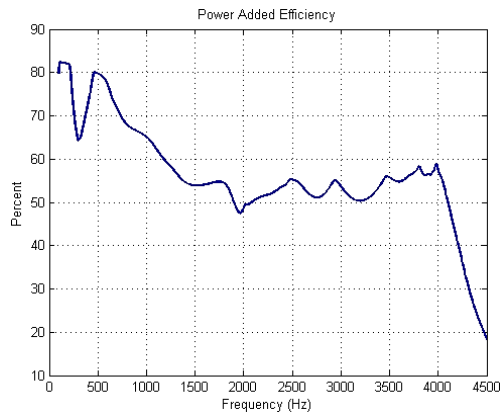
شکل (۹). بازدهی تقویت‌کننده توان

عملکرد تقویت‌کننده طراحی شده، در شکل‌های ۶ تا ۹ نمایش داده شده است. بررسی دقیق این شکل‌ها نشان می‌دهد که PA دارای توان خروجی بیش از ۳۹/۲ دسی‌بل میلی‌وات یا ۸/۳ وات با تقریباً ۱۱ دسی‌بل بهره توان می‌باشد. باند فرکانسی این تقویت‌کننده، از ۰/۱ گیگاهرتز تا نزدیک ۴/۴ گیگاهرتز می‌باشد و بازدهی آن بین ۴۹٪ تا ۸۲٪ متغیر است. نتایج فوق از طریق شبیه‌سازی تک درجه هارمونیک بالانس در ADS با استفاده از مدل غیرخطی ارائه شده توسط سازنده، به دست آمده است.

۳-۱- طراحی با عناصر گسترده

عناصر فشرده PA می‌تواند با استفاده از اجزای توزیع شده نیز ساخته و یا ممکن است به عنوان مدارهای متحد یکپارچه میکروویوی^۱ (MMIC) محقق شود. برای دیدگاه عملی، در نظر گرفتن شرایط تحقق‌پذیری و پارازیت‌های دستگاه از اجزای گسترده ضروری است؛ همچنین جایگزینی اجزای فشرده با نمونه‌های توزیع شده آن‌ها هنگامی که ارزش این قطعه گسترده از نظر تجاری کم باشد، مفید است؛ بنابراین برای غلبه بر چنین مشکلی و استفاده از مزایای اجزای توزیع شده، تبدیل فشرده به توزیع شده انجام و روند و نتایج آن، در ادامه شرح داده شده است.

¹ Monolithic Microwave Integrated Circuit



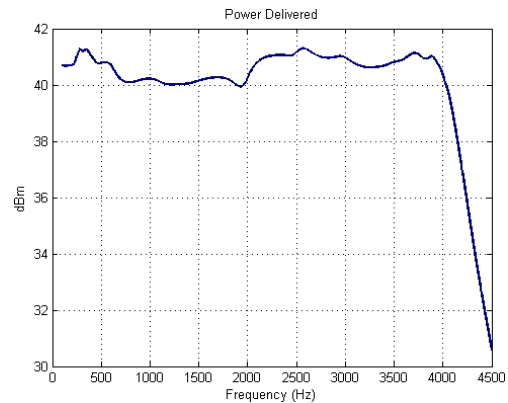
شکل (۱۴). بازدهی تقویت‌کننده توان

۴- نتیجه‌گیری

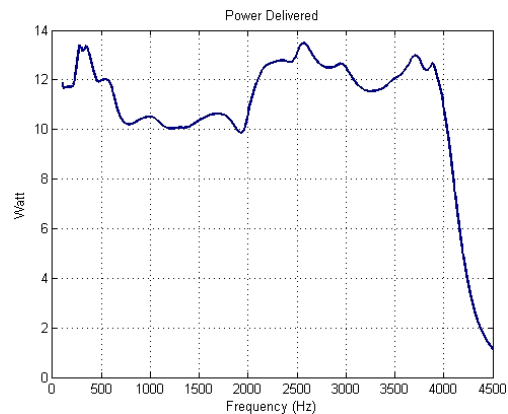
در این مقاله، طراحی و شبیه‌سازی یک تقویت‌کننده توان پهن‌بند با استفاده از تکنیک فرکانس حقیقی (RFT) ارائه شده است. نوآوری ارائه شده در این کار شامل افزایش و بهبود فرکانس کاری از ۳ گیگاهرتز به ۴ گیگاهرتز با حفظ ویژگی‌های تقویت‌کننده به وسیله ایجاد اصلاح در شبکه تطبیق ورودی و خروجی حاصل گردیده است. روش فرکانس حقیقی تطبیق دوطرفه تبیین شده در این مقاله، در مسائلی که نیاز به یک شبکه تطبیق داریم، بسیار مفید می‌باشد. پاسخ‌های این روش، بسیار عالی و مسطح بوده و درعین حال بسیار پهن‌بند و پایدار می‌باشند. از دیگر ویژگی‌های این روش استفاده از کامپیوتر برای محاسبات و سرعت بالای آن محسوب می‌شود و همچنین توانایی تطبیق مضاعف از محاسن دیگر آن به شمار می‌رود. بارها و ژنراتورها فقط باید با داده‌های آزمایشی مشخص شوند و می‌توان از مدل s2p آن‌ها استفاده کرد. از آنجا که از یک تابع انتقال سیستم مانند تئوری تحلیلی استفاده نمی‌شود، این تکنیک از انعطاف‌پذیری گسترده‌ای در دامنه کاربرد خود برخوردار است. سرانجام، حتی هنگامی که روش‌های تحلیلی کاربردی هستند، تکنیک فرکانس حقیقی عموماً برابر کننده‌های ساده‌تر همراه با ویژگی‌های عملکردی بهتری را به دست می‌آورد.

این تقویت‌کننده توان (PA)، با استفاده از دو شبکه تطبیق (MN) با عناصر توزیع شده که روی باند فرکانسی ۰/۱ تا ۴/۰ گیگاهرتز کار می‌کنند، طراحی شده است. در این طراحی از ترانزیستور GaN HEMT CGH40010F استفاده شده است. عناصر توزیع شده MN از نمونه‌های اولیه عناصر فشرده تقریباً معادل آن‌ها، ایجاد می‌شود. عناصر فشرده MN با استفاده از روش فرکانس حقیقی به دست آمده‌اند. نشان داده شده است که طراحی PA با عناصر توزیع شده، تعمیم مقدار عناصر معقولی را ارائه می‌دهد و از نظر فنی ساخت امکان‌پذیر است. همچنین

بررسی شکل ۱۰ نشان می‌دهد که تمام مقادیر اجزای طراحی از نظر فنی امکان‌پذیر است که با استفاده از اجزای گسسته و ساختارهای مایکروستریپ تحقق یابد. تجزیه و تحلیل عملکرد PA طراحی شده در شکل‌های ۱۱ تا ۱۴ ارائه شده است. همان‌طور که از شکل‌ها مشاهده می‌شود عملکرد تقویت‌کننده موفقیت‌آمیز است. توان خروجی بسیار نزدیک به ۴۰ دسی‌بل میلی‌وات یا ۱۰ وات است و تقریباً در کل باند فرکانس به صورت مناسب ثابت است. راندمان اضافه‌شده توان در کل پهنای باند بیش از ۴۷٪ است. بهره توان در کل پهنای باند بیش از ۱۲ دسی‌بل می‌باشد.



شکل (۱۱). توان خروجی تقویت‌کننده توان



شکل (۱۲). توان خروجی تقویت‌کننده توان



شکل (۱۳). بهره تقویت‌کننده توان

- [10] H. J. Carlin & B. S. Yarman, "The double matching problem: Analytic and real frequency solutions," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 30, pp. 15-28, Jan 1983.
- [11] H. J. Carlin & P. P. Civalleri, "On flat gain with frequency-dependent terminations," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 32, pp. 827-839, Aug. 1985.
- [12] B. S. Yarman, "A simplified real frequency technique for broadband matching complex generator to complex loads," RCA Review, vol. 43, pp. 529-541, Sept. 1982.
- [13] B. S. Yarman & H. J. Carlin, "A simplified real frequency technique applied to broadband multi-stage microwave amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 30, pp. 2216-2222, Dec. 1982.
- [14] B. S. Yarman, "Design of ultra wideband antenna matching networks: via simplified real frequency technique," Springer Science & Business Media, 2008.
- [15] A. Grebenikov, N. Kumar, B.S. Yarman, "Broadband Microwave and RF Amplifiers," CRC Press (Taylor & Francis Group), USA, November 2015.
- [16] B. S. Yarman, & A. Kilinc, "High Precision LC Ladder Synthesis Part II: Immittance Synthesis with transmission zeros at DC and infinity," IEEE Trans. CAS Part I, Vol. 60, No. 10, pp. 2719-2729, Oct 2013.
- [17] S. Kilinc, & B.S. Yarman, "Design of an ultra-wideband GaN power amplifier via real frequency technique," In 2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), pp. 179-182. IEEE, 2018.
- [18] <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/317/product/117/cgh4010.pdf>
- [19] H. J. Carlin & J. J. Komiak, "A new method of broadband equalization applied to microwave amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 27, pp. 93-99, Feb 1979.
- [20] H. J. Carlin and P. Amstutz, "On optimum broadband matching," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 28, pp. 401-405, May 1981.
- [21] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 4th Edition, John Wiley & Sons Inc., Hoboken., New York, 2011.

هر دو شبکه تطبیق ورودی و خروجی از چند عنصر تشکیل شده است که طراحی را آسان می‌کند و اثرات غیرایده‌آل اجزای غیرفعال را کاهش می‌دهد. از این‌رو، ما بعد از محاسبه عناصر فشرده مدار، آن‌ها را به عناصر توزیع شده تبدیل کرده‌ایم. نتایج شبیه‌سازی‌های کامپیوتری نشان می‌دهد که این PA، حدود ۴۰ دسی‌بل میلی‌وات یا ۱۰ وات توان خروجی با ۴۷٪ تا ۸۲٪ بازدهی اضافه شده توان (PAE) برای کل پهنای باند فوق پهن فراهم می‌کند. بهره توان PA در کل باند فرکانس کاری، حدود ۱۲ دسی‌بل است. نتایج حاصله، از طریق شبیه‌سازی تک‌درجه هارمونیک بالانس در ADS با استفاده از مدل غیرخطی ارائه شده توسط سازنده به دست آمده است.

۵. مراجع

- [1] James J. Komiak, "GaN HEMT," IEEE Microwave Mag., pp. 97-105, April 2015.
- [2] K. Ahi, "Review of GaN-based devices for terahertz operation," Optical Engineering, vol. 56, no. 9, 090901, 2017.
- [3] James J. Komiak, "Microwave and Millimeter Wave Power Amplifiers Technology, Applications, Benchmarks, and Future Trends," 2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, 2015.
- [4] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard & W. L. Pribble, "A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 6, pp. 1764-1783, June 2012.
- [5] F. Yamaki, "Ruggedness and Reliability of GaN HEMT," IEEE EuMIC Digest, pp. 328-331, Manchester, UK, October 2011.
- [6] Kazutaka Inoue, "Development of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor for Cellular Base Stations," SEI technical review, No. 71, pp. 88-93, October 2010.
- [7] H. J. Carlin, "A new approach to gain-bandwidth problems," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 23, pp. 170-175, April 1977.
- [8] B. S. Yarman, "Real frequency broadband matching using linear programming," RCA Review, vol. 43, pp. 626-654, Dec 1982.
- [9] B. S. Yarman, "Broadband Matching a Complex Generator to a Complex Load," PhD thesis, Cornell University, 1982.