

طراحی و شبیه‌سازی تقویت‌کننده توان دوهرتی ۲۰ وات در فرکانس ۲/۱۴ گیگاهرتز برای سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم

شعبان رضایی برجلی^(۱) - حسین علی باقری^(۲)

(۱) استادیار - دانشکده مهندسی برق، واحد آشتیان، دانشگاه آزاد اسلامی، آشتیان، ایران
(۲) دانشجوی دکتری - دانشکده مهندسی برق، واحد آشتیان، دانشگاه آزاد اسلامی، آشتیان، ایران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۹/۲۰ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۱۲/۲۶

خلاصه: در این پژوهش، یک تقویت‌کننده توان دوهرتی متقارن در فرکانس ۲/۱۴ GHz با بازدهی توان بالا و توان خروجی ۲۰ وات طراحی و شبیه‌سازی شده است. این تقویت‌کننده توان برای استفاده در قسمت بلوک تقویت‌کننده توان یک فرستنده مخابرات بی‌سیم WCDMA ارائه شده است. تقویت‌کننده توان دوهرتی در حالت کلی از دو تقویت‌کننده توان مجزا تشکیل شده است. تقویت‌کننده توان اصلی در کلاس AB طراحی شده و کار می‌کند. تقویت‌کننده توان کمکی در کلاس C طراحی می‌شود. برای تقسیم توان بین دو تقویت‌کننده به صورت مساوی از یک مقسم توان ویلکینسون متقارن استفاده شده است. در نهایت با استفاده از روش مدولاسیون بار یک ترکیب‌کننده توان برای ترکیب مناسب خروجی دو تقویت‌کننده، طراحی و شبیه‌سازی شده است. با استفاده از ترانزیستور MRFG351010 به عنوان یک قطعه فعال با تکنولوژی GaAs-pHEMT حداکثر توان خروجی ۲۰ وات در حداکثر بازدهی ۶۵/۴۶٪ و بهره توانی ۸/۵۶ dB حاصل شده است. حداکثر توان خروجی و حداکثر بازدهی تقویت‌کننده توان، در ناحیه اشباع ترانزیستور با dB(OBO) ۶ به ترتیب برابر با ۳۶ dBm و ۲۵/۳٪ به دست آمده است.

کلمات کلیدی: تقویت‌کننده دوهرتی، بازدهی، بهره توان، تکنولوژی GaAs-pHEMT

Design and Simulation of a 20-Watt Doherty Power Amplifier at a Frequency of 2.14 GHz for Wireless Communication Systems

Shaban Rezaei Borjlu⁽¹⁾ - Hosein Ali Bagheri⁽²⁾

(1) Assistant Professor - Department of Electrical & Computer Engineering, Ashtian Branch, Islamic Azad University, Ashtian, Iran
shaban.rezaei@aiau.ac.ir

(2) Ph.D. Student - Electrical Engineering, Ashtian Branch, Islamic Azad University, Ashtian, Iran
bagheri.h@aiau.ac.ir

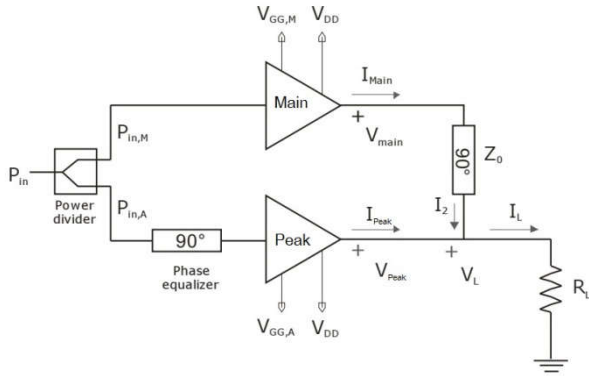
Abstract: In this paper, a symmetrical Doherty power amplifier was designed and simulated at a frequency of 2.14 GHz with high power added efficiency and output power of 20-watts. Doherty Power Amplifier generally consist of two separate power amplifiers. The main power amplifier enhancer is designed and developed in the AB class. Auxiliary power amplifier is designed in class C. To divide the power between the two amplifiers equally, a symmetric Wilkinson power distribution is used. Finally, using a load modulation method, a suitable power coupler is designed and simulated to combine the proper output of two amplifiers. Using the MRFG351010 transistor as an active component with GaAs-pHEMT technology, the maximum output power of 20-watts is achieved at a maximum output of 65.46% and power gain of 8.56 dB. The maximum output power and power added efficiency in the saturation region of the transistor with 6 dB output back off (OBO) is 36 dBm and 25.3%, respectively.

Index Terms: Invertebrate amplifier, efficiency, power efficiency, GaAs-pHEMT technology

۱- مقدمه

در طراحی شبکه‌های بی‌سیم، ماژول تقویت‌کننده توان، چالش برانگیزترین قسمت و دارای بالاترین مصرف توان در فرستنده می‌باشد. در چند دهه گذشته، تحقیقات گسترده‌ای برای طراحی تقویت‌کننده‌های توان کارآمدتر و خطی‌تر صورت گرفته است. در سال‌های اخیر، با توجه به تقاضای روز افزون برای ارتباطات با نرخ بالای ارسال و دریافت داده^۱، استانداردهای جدیدی برای ارسال داده، تدوین شده است که لازمه‌ی آن‌ها وجود فرستنده‌هایی کم‌مصرف، کم‌حجم و در عین حال با بازدهی^۲ بالا است [۱]. افزایش کارایی تقویت‌کننده توان در گرو کاهش مستقیم مصرف توان است. از میان روش‌های گوناگونی که برای افزایش کارایی تقویت‌کننده‌ها ارائه شده، می‌توان به تقویت‌کننده توان دوهرتی^۳ اشاره کرد. تقویت‌کننده توان دوهرتی طبق شکل (۱)، از دو طبقه شامل تقویت‌کننده اصلی^۴ و تقویت‌کننده کمکی^۵ تشکیل شده است. سیگنال ورودی، ابتدا به یک مقسم توان^۶ وارد می‌شود و پس از تقسیم توان با نسبت مناسب، در اختیار دو طبقه تقویت‌کننده قرار می‌گیرد. در پایان دو سیگنال تقویت شده در خروجی هر تقویت‌کننده، با هم ترکیب و در خروجی ظاهر می‌شود.

راه حل پیشنهادی دوهرتی بر قاعده‌ای کلی بنا شده است که با عنوان «مدولاسیون بار فعال^۷»، از آن یاد می‌شود [۱]. امروزه مشکل میانگین بازدهی پایین، هنوز وجود دارد و دلیل این مشکل، افزایش پیوسته پیچیدگی در نوع مدولاسیونی است که برای دستیابی به میزان انتقال اطلاعات بیشتر، استفاده می‌شود [۲]. بنابراین وقتی رفتار با سیگنال مدولاسیون دامنه مطرح می‌شود، بهتر است به جای مقدار حداکثر آن، به میانگین بازدهی مراجعه شود. واضح است که بازدهی متوسط به دو عامل بستگی دارد: بازدهی آنی تقویت‌کننده توان و تابع چگالی احتمال^۸. بنابراین برای دستیابی به برآیند بازدهی بالا، در هنگام استفاده از سیگنال‌های پوشش متغیر با زمان، تقویت‌کننده توان باید در بالاترین سطح بازدهی و در گستره‌ای از توان خروجی (مانند ورودی) کار کند. از آنجا که این نیاز، نشان‌دهنده خصوصیات اصلی ساختار تقویت‌کننده دوهرتی است، بنابراین استفاده از این ساختار در سیستم‌های ارتباطی جدید (نظیر دسترسی چندگانه با تقسیم کدی یا CDMA^۹) نیز ترجیح داده می‌شود [۳-۶]. در این پژوهش، مفهوم تقویت‌کننده توان دوهرتی با جزئیات دقیق شرح داده می‌شود که نشانگر تناسب طرح‌های مختلف با بهبود قابل دستیابی در اجرا است. روش نظری قدرتمندی نیز معرفی خواهد شد که هدف آن استخراج دستورالعمل طراحی برای طراحان تقویت‌کننده‌های توان دوهرتی است. در نهایت یک تقویت‌کننده توان دوهرتی با حداکثر توان خروجی ۲۰ وات شبیه‌سازی و پاسخ‌های خروجی ارائه می‌شود.



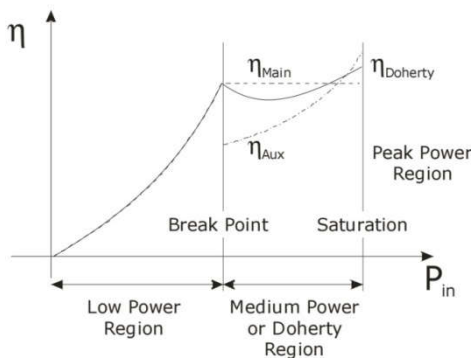
شکل (۱): نمای کلی از یک تقویت‌کننده توان دوهرتی [۱]

Fig. (1): General scheme of a Doherty Power Amplifier (DPA).

۲- تقویت‌کننده توان دوهرتی

شکل (۲)، سه محدوده عملیاتی برای یک تقویت‌کننده توان دوهرتی را نشان می‌دهد [۶].

- منطقه توان پایین که در آن تقویت‌کننده اصلی فعال است و تقویت‌کننده کمکی خاموش نگه داشته می‌شود.
 - منطقه توان متوسط (که به عنوان منطقه دوهرتی شناخته می‌شود)، هر دو تقویت‌کننده روشن بوده و توان را انتقال می‌دهند.
 - منطقه سوم منطقه توان پیک یا اشباع است که در آن هر دو تقویت‌کننده نزدیک به اشباع قرار دارند.
- محدوده منطقه توان متوسط با بازگشت به عقب خروجی^{۱۰} در تقویت‌کننده توان دوهرتی شناخته می‌شود، که می‌توان آن را با انتخاب یک طرح درست، کنترل کرد [۲ و ۴].
- در منطقه توان پایین فقط ترانزیستور اصلی، با جریان خروجی I_{Main} و با یک خط بار پویا^{۱۱}، تا شرایط اشباع فعال است. هنگامی که سطح توان ورودی افزایش می‌یابد، ترانزیستور کمکی به لطف وضعیت بایاس مناسب (کلاس C)، به‌طور اتوماتیک روشن می‌شود تا جریان بار خروجی (R_L) را تامین کند. در نتیجه با مشاهده بار توسط ترانزیستور اصلی، مدار مدولاسیون بار (امپدانس Z_0 که یک خط مایکرواستریپ به طول $\lambda/4$ مطابق با شکل (۱) است) فعال می‌شود و به این ترتیب بازدهی تقریباً ثابت می‌ماند [۷ و ۱].



شکل (۲): عملکرد نظری بازدهی درین تقویت‌کننده دوهرتی [۱]

Fig. (2): Theoretical drain efficiency behavior of DPA

$$\Gamma = \frac{I_p}{I_M} \quad (8)$$

برای سهولت کار، اگر ولتاژ ورودی را به صورت نرمالیزه یعنی $0 < V_{in} < 1$ در نظر بگیریم، نقطه‌ی شکست یعنی جایی که تقویت‌کننده کمکی شروع به هدایت می‌کند به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_{in} = V_{break} \quad , \quad 0 < V_{break} < 1 \quad (9)$$

در معادله (۹) V_{break} ولتاژ شکست ترانزیستور کمکی است. برای ساختار یک تقویت‌کننده توان دوهرتی عمومی رابطه (۱۰) سازگار است [۸].

$$I_p = I_M \quad , \quad (\Gamma = 1)$$

$$I_p = f_p(V_{in}) = \begin{cases} 2V_{in}I_p - I_p & , 0.5 < V_{in} < 1 \\ 0 & , 0.5 < V_{in} < 1 \end{cases} \quad (10)$$

$$I_c = f_c(V_{in}) = V_{in}I_M \quad , \quad 0 < V_{in} < 1$$

$$V_{break} = 0.5$$

از طرفی چون $V_{in} = V_{break}$ است و طبق رابطه (۷) در $V_{in} = 0.5$ خواهیم داشت:

$$V_m = V_{dc} = I_M \left[\frac{z_0^2}{2R_L} \right] \quad (11)$$

برای $V_{in} = 1$ هم خواهیم داشت:

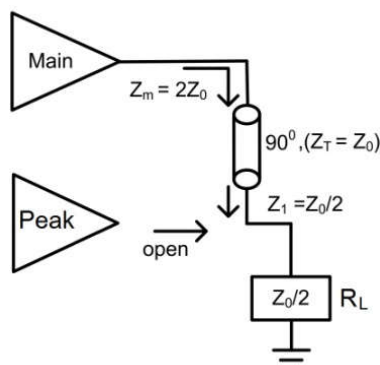
$$V_m = V_{dc} = z_0 \left[\frac{z_0}{R_L} \right] I_M - I_p \quad (12)$$

از دو معادله (۱۱) و (۱۲) می‌توان R_L را به دست آورد.

$$R_L = \frac{V_{dc}}{2I_M} \quad \text{و} \quad z_0 = \frac{V_{dc}}{I_M} \quad (= 2R_L) \quad (13)$$

$$R_L = \frac{R_{opt}}{2} \quad \text{و} \quad z_0 = R_{opt} \quad (14)$$

در معادله (۱۴) R_{opt} مقاومت بهینه برای تطبیق خط بار است که از تحلیل DC و شرایط کشش بار به دست می‌آید. شکل (۴) تقویت‌کننده توان دوهرتی را به‌ازای توان‌های ورودی پایین نشان می‌دهد و شکل (۵) تقویت‌کننده توان دوهرتی را به‌ازای کلیه توان‌های ورودی نشان می‌دهد [۴].



شکل (۴): تقویت‌کننده توان دوهرتی به ازای توان‌های ورودی پایین [۴]
Fig. (4): Operation of DPA at low power levels

بدیهی است اختلاف فازی که مبدل Z_0 خروجی تولید می‌کند، باید به شکل متناسب در ورودی ترانزیستورها جبران شود تا سیگنال خروجی ترانزیستورهای اصلی و کمکی، به‌خوبی ترکیب شوند. برای جبران این اختلاف فاز، معمولاً باید یک خط مبدل $\lambda/4$ (مانند Z_0)، در مسیر ورودی تقویت‌کننده کمکی، اضافه شود.

۱-۲- روابط مورد نیاز برای طراحی تقویت‌کننده توان دوهرتی

شکل (۳) یک تصویر مداری از تقویت‌کننده توان دوهرتی را نشان می‌دهد. در این شکل منابع جریان ایده‌آل فرض شده‌اند. خط انتقال (Z_0) یک خط مایکرواستریب با طول (I) یک چهارم طول موج ($\frac{\lambda}{4}$) است که امپدانس آن واسطه هندسی امپدانس ورودی و خروجی آن می‌باشد، یعنی:

$$Z_0 = \sqrt{Z_m Z_1} \quad (1)$$

در صورتیکه ماتریس ABCD را برای ترمینال خروجی بنویسیم رابطه به صورت زیر است [۴].

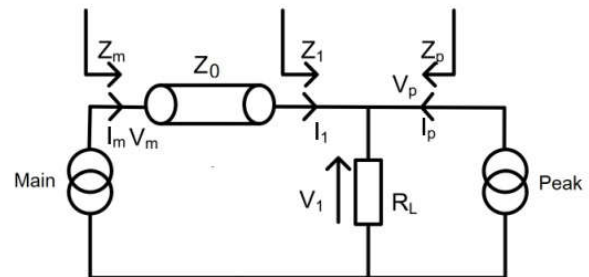
$$\begin{bmatrix} V_p \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ \frac{1}{jZ_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ I_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

در معادله (۲) پارامترهای با اندیس m مربوط به تقویت‌کننده اصلی و پارامترهای با اندیس p مربوط به تقویت‌کننده کمکی است. برای تحلیل این تقویت‌کننده ابتدا فرض می‌کنیم که:

$$I_p = f_p(V_{in}) \quad , \quad I_m = f_m(V_{in}) \quad (3)$$

در معادله (۳) V_{in} ولتاژ ورودی است. با استفاده از مشخصات خط انتقال در معادله (۲) داریم:

$$V_p = jz_0 I_m \quad , \quad I_1 = \left(\frac{1}{jz_0} \right) V_m \quad (4)$$



شکل (۳): شکل مداری تقویت‌کننده توان دوهرتی [۴].
Fig. (3): Doherty Power Amplifier (PA) circuit

بنابراین از معادلات بالا معادله (۵) به دست می‌آید:

$$I_1 = jI_p - \left(\frac{V_p}{R} \right) \quad (5)$$

معادله (۴) نیاز به تقویت‌کننده کمکی را نشان می‌دهد. همچنین داریم:

$$V_m = z_0 \left[\frac{z_0}{R_L} \right] I_m - I_p \quad (6)$$

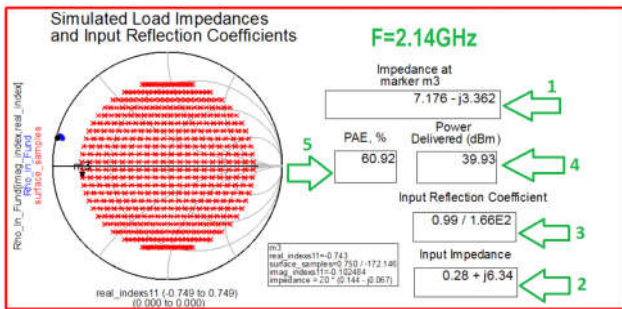
از طرفی برای حالتی که جریان ترانزیستورها حداکثر باشد داریم:

$$I_p = (I_p)_{max} \quad , \quad I_m = (I_m)_{max} \quad (7)$$

اگر فرض کنیم که:

۲-۲-۲- شبیه‌سازی کشش بار و منبع

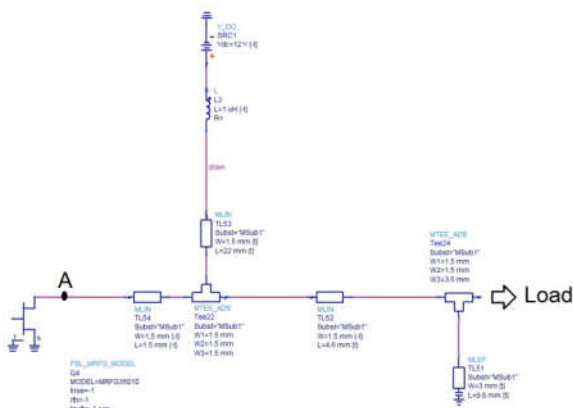
شبیه‌سازی کشش بار برای پیدا کردن مقدار بهینه بار، بکار برده می‌شود که هدف از آن به حداکثر رساندن توان و بازده خروجی و یا دستیابی به یک مصالحه بین این دو پارامتر مهم است. نتایج شبیه‌سازی کشش بار در شکل (۸) نشان داده شده است. شبیه‌سازی کشش منبع برای پیدا کردن مقدار بهینه امپدانس در طرف منبع بکار برده می‌شود که هدف از آن به حداقل رساندن تلفات بازگشتی در ورودی است. عدد به دست آمده در شکل (۸) $(7.176 - j3.362) \Omega$ امپدانس خروجی ترانزیستور در توان خروجی ۱۰ وات است که با طراحی یک شبکه تطبیق مناسب به امپدانس ۵۰ اهم بار متصل می‌شود.



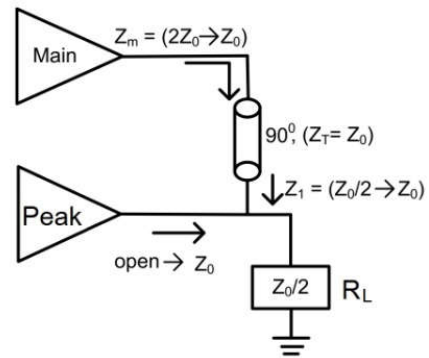
شکل (۸): پاسخ شبیه‌سازی کشش بار برای پیدا کردن مقدار بهینه بار
Fig. (8): Load simulation response to find the optimal load value

۲-۲-۳- مدار بایاس و شبکه تطبیق خروجی و ورودی

توپولوژی شبکه تطبیق خروجی برای طراحی یک تقویت‌کننده توان کلاس AB (برای کلاس C نیز به همین صورت است و فقط بایاس ترانزیستور تغییر می‌کند). در شکل (۹) نشان داده شده است. برای حذف هارمونیک دوم با قراردادن یک خط مایکرواستریپ به طول $\frac{\lambda}{4}$ در مسیر تغذیه DC با امپدانس Z_0 می‌توان در گره A یک اتصال کوتاه مناسب برای این هارمونیک ایجاد نمود. برای هارمونیک سوم نیز این عمل با قرار دادن یک استاب اتصال باز $\frac{\lambda}{12}$ یا یک استاب که با خازن به زمین وصل می‌شود تکرار می‌شود. برای به دست آوردن پاسخ دقیق تر و حذف بهتر هارمونیک‌های بالاتر می‌توان از استاب‌های شعاعی استفاده کرد، زیرا دارای محدوده امپدانس پایین وسیع‌تری نسبت به استاب مدار باز هستند.



شکل (۹): مدار بایاس و شبکه تطبیق خروجی
Fig. (9): A bias circuit and output matching network



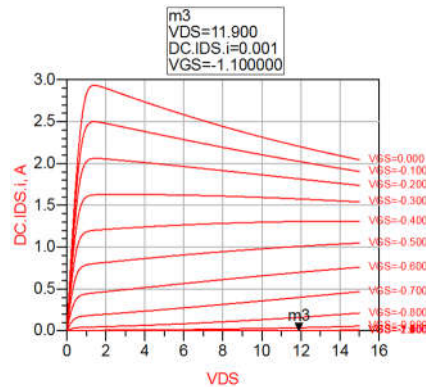
شکل (۵): تقویت‌کننده توان دوهرتی به‌ازای کلیه توان‌های ورودی [۴]
Fig. (5): Operation of the DPA at all power levels

۲-۲-۲- مراحل طراحی تقویت‌کننده توان دوهرتی

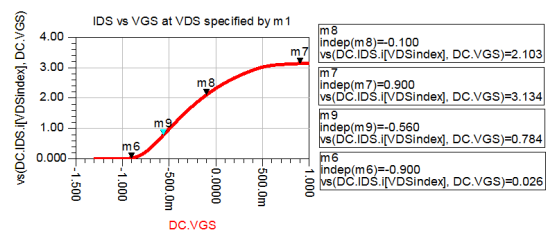
طراحی تقویت‌کننده به وسیله نرم‌افزار ADS-2009 انجام شده است. در شبیه‌سازی‌ها از یک مدل ترانزیستور GaAs-pHEMT با نام MRFG35010 ساخت شرکت MOTOROLA استفاده می‌کنیم که یک ترانزیستور 10W ولتاژ پایین است و برای کاربردهای بی‌سیم طراحی شده است.

۲-۲-۱- شبیه‌سازی DC

در اولین مرحله به انتخاب نقطه کار و تعیین کلاس تقویت‌کننده توان به وسیله شبیه‌سازی DC می‌پردازیم. با استفاده از شبیه‌سازی، نقطه کار (کلاس AB) انتخاب می‌شود که در شکل (۶) نشان داده شده است. همچنین برای کارکرد ترانزیستور در کلاس C با توجه به شکل (۷) بایستی بعد از نقطه m6 انتخاب شود ($V_{GS} = -1.1 V$).



شکل (۶): منحنی انتخاب نقطه کار (منحنی جریان بر حسب ولتاژ)
Fig. (6): DC bias curves (I-V curves)



شکل (۷): مشخصه Ids بر حسب Vgs و یافتن محدوده کار ترانزیستور
Fig. (7): Ids attribute in terms of Vgs and finding the transistor working range

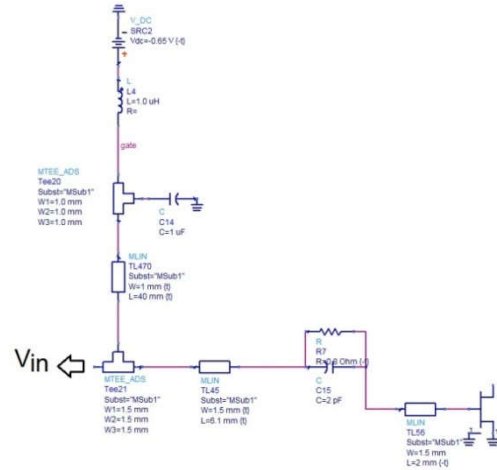
۳- طراحی تقویت کننده توان دوهرتی ۲۰ وات:

در شکل (۱۱) نمای کامل تقویت کننده توان دوهرتی متقارن ۲۰ وات نشان شده است. تقویت کننده از چهار قسمت مقسم توان ورودی، تقویت کننده کلاس AB، تقویت کننده کلاس C و در نهایت ترکیب کننده سیگنال های خروجی دو تقویت کننده تشکیل شده است. برای اتصال ترانزیستور در درین و گیت پدهای مورد نیاز تعبیه شده است. همچنین برای اتصال کانکتور SMA در ورودی و خروجی پدهایی در نظر گرفته شده است. شایان ذکر است هر کدام از این پدها دارای تلفات بوده و در طراحی مد نظر گرفته شده اند.

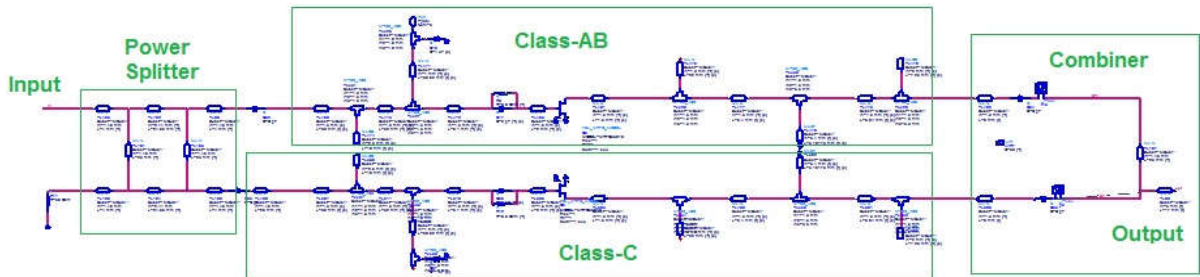
۴- نتایج شبیه سازی

شکل (۱۲) منحنی بهره توانی خروجی و توان افزوده^{۱۲} را بر حسب توان خروجی به ازای حدکثرتوان ورودی 35dBm نشان می دهد. در این شکل حداکثر بازدهی مدار ۶۵/۴۶٪ به دست آمده است. این بهره در توان ۲۰ وات اتفاق می افتد. همچنین بهره توانی در این بازدهی برابر ۸/۵ dB می باشد که برای استانداردهای مخابراتی مناسب است. از دیگر مشخصه های بسیار مهم در تقویت کننده های توان اعوجاج هارمونیک^{۱۳} می باشد. زیرا مدارهای غیرخطی در توان بالا به غیر از فرکانس های اصلی فرکانس های مرتبه بالاتر را تولید می کنند.

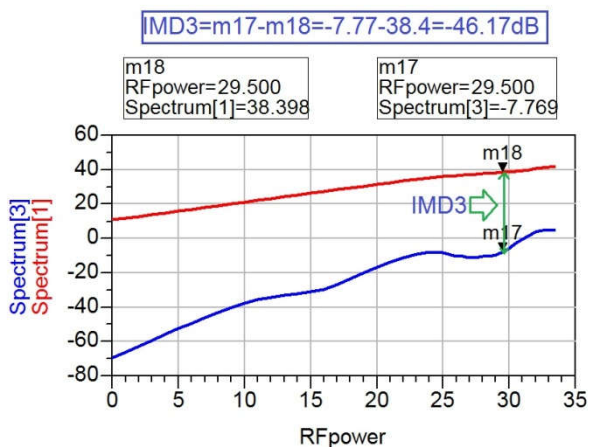
شبکه تطبیق ورودی به همراه شبکه پایداری ترانزیستور در شکل (۱۰) نشان داده شده است. شبکه پایداری، برای تقویت کننده کلاس AB در گیت ترانزیستور نیاز است و ترانزیستور توسط تنظیم مقاومت بایاس همیشه پایدار خواهد بود.



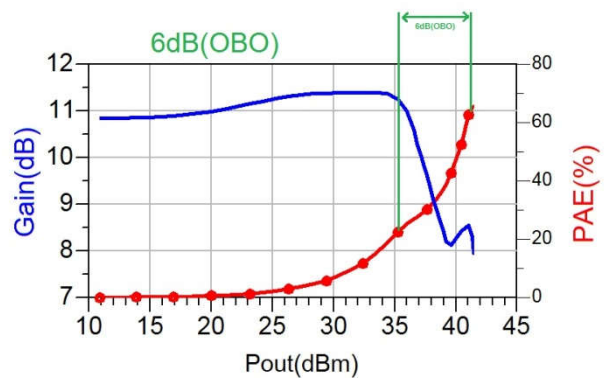
شکل (۱۰): شبکه تطبیق ورودی و شبکه پایداری ترانزیستور
Fig. (10): Input matching and transistor stability network



شکل (۱۱): طرح شماتیک نهایی تقویت کننده توان دوهرتی
Fig. (11): Full Schematic of Doherty power amplifier (DPA)

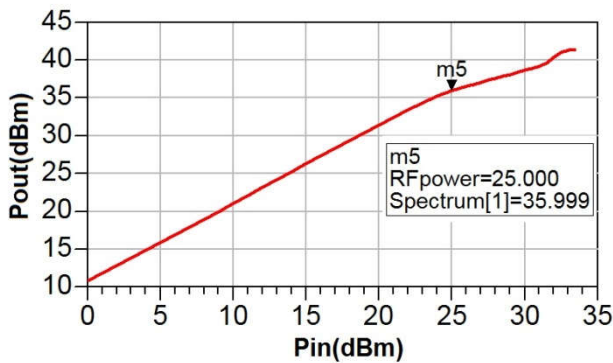


شکل (۱۳): اعوجاج هارمونیک مرتبه سوم
Fig. (13): Third-order intermodulation distortion

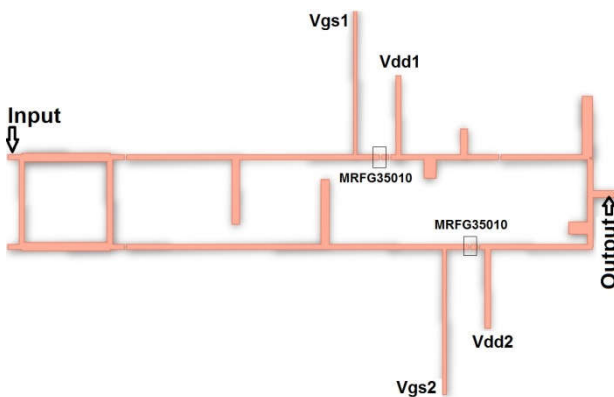


شکل (۱۲): منحنی های بهره و بازدهی بر حسب توان خروجی
Fig. (12): Gain and efficiency curves in terms of output power

این هارمونیک ها به عنوان تلفات توان در فرکانس اصلی ظاهر می شوند. مشخصه اعوجاج هارمونیک^{۱۴} IMD نشان دهنده مقدار اعوجاج هارمونیک است. در شکل (۱۳) اعوجاج هارمونیک مرتبه سوم (IMD3) نشان داده شده است.



شکل (۱۴): منحنی نقطه فشردگی 1dB بهره
Fig. (14): 1dB compression point



شکل (۱۵): طرح مدار چاپی تقویت‌کننده توان دوهرتی
Fig. (15): The printed circuit diagram of the DPA

برای یک تک سیگنال ورودی با موج پیوسته (CW)، نقطه فشرده‌سازی^{۱۵} 1dB، را می‌توان در یک تقویت‌کننده توان تعیین کرد. نقطه فشرده‌سازی 1dB که به عنوان نقطه خطینگی یک تقویت‌کننده توان تعریف می‌شود، 1dB کمتر از مقدار نهایی سیگنال خروجی است. توان خروجی در این نقطه به عنوان توان P1dB نامیده می‌شود. هر چه میزان P1dB بالاتر باشد، تقویت‌کننده توان، خطی‌تر است. در شکل (۱۴) این مشخصه بررسی شده است. مقدار عددی این مشخصه ۳۵/۴۵ dBm به ازای توان ورودی ۲۷ dBm است.

در شکل (۱۴) مدار چاپی تقویت‌کننده طراحی شده نشان داده شده است. اندازه این برد 10.9 cm × 17.7 cm می‌باشد، که برای یک تقویت‌کننده دوهرتی با توجه به مقالات مشابه که در جدول (۱) مورد مقایسه قرار گرفته است، اندازه مناسبی است. جدول (۱) پژوهش فوق را با چند مقاله مشابه که در زمینه طراحی تقویت‌کننده توان دوهرتی و برای استانداردهای مخابراتی طراحی شده‌اند، نشان می‌دهد که از سال ۲۰۱۰ به بعد به چاپ رسیده‌اند.

Table (1): Comparison of results in similar articles

جدول (۱): مقایسه نتایج در مقالات مشابه

Paper ID	سال انتشار	تکنولوژی قطعه	VDD (v)	Pout (W)	PAE (%)	Gp (dB)	IMD3 (dB)
[2]	2016	GaN-HEMT	28	30	60	8	-51
[6]	2016	GaN-HEMT	28	80	52	8	-41.3
[9]	2012	GaN-HEMT	28	21.5	55	9	-45
[10]	2011	GaN-HEMT	28	11	59	6	-43.3
This work	2018	GaAs-pHEMT	12	20	65.45	8.3	-46.2

۵ - نتیجه‌گیری

پی‌نوشت:

1. High rate of sending and receiving data
2. Efficiency
3. Doherty Power Amplifier(DPA)
4. Main amplifier
5. Peak amplifier
6. Power divider
7. Active load modulation
8. Probability density function
9. Code Division Multiple Access
10. Output Back-Off (OBO)
11. Dynamic
12. Power added efficiency
13. Harmonic distortion
14. Intermodulation distortion
15. 1dB compression point

در این پژوهش یک تقویت‌کننده توان دوهرتی متقارن با حداکثر توان خروجی ۲۰ وات با بازدهی ۶۵/۴۵٪ طراحی شد. با استفاده از مدولاسیون بار میزان توان تلفاتی کاهش یافت و حداکثر توان هر ترانزیستور فعال که ۱۰ وات بود به خروجی منتقل شد. با استفاده از شبیه‌سازی کشش بار، مدار ترکیب‌کننده مناسبی طراحی شد که دو سیگنال خروجی تقویت‌کننده‌های کلاس AB و C را با حداقل تلفات ترکیب و به خروجی منتقل کرد. میزان توان خطی این تقویت‌کننده در حدود ۳/۶ وات به دست آمد. از مشخصات خوب تقویت‌کننده‌های دوهرتی عدم نیاز به مدارهای پیچیده خطی‌سازی است که در این طراحی نیز توان خطی به همراه بازدهی مناسب نشان‌دهنده صحت این موضوع است.

References

- [1] C. Paolo, F. Giannini, R. Giofre, and L. Piazzon. "The Doherty power amplifier." *Advanced Microwave Circuits and Systems*, 2010.
- [2] T. Torii, S. Imai, H. Maehara, T. Kunii, T. Morimoto, A. Inoue, "60% PAE, 30W X-band and 33% PAE, 100W Ku-band PAs utilizing 0.15 μm GaN HEMT technology", *Proceeding of the IEEE/EuMC*, London, UK, 2016.
- [3] S. Rezaei Borjlu, D. Asemani, M. Dousti, "A highly efficient concurrent dual-band GaN class-AB power amplifier at 1.84 GHz and 3.5 GHz." *International Journal of RF and Microwave Computer -Aided Engineering* , Vol.27, No.9, 2017.
- [4] S. Rezaei Borjlu, D. Asemani, M. Dousti, "Concurrent dual-band Doherty power amplifier using a novel dual-band bandpass filter for wireless technologies", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 96, No. 3, 395-408, 2018.
- [5] Y. Komatsuzaki, K. Nakatani, S. Shinjo, S. Miwa, R. Ma, K. Yamanaka, "3.0–3.6 GHz wideband, over 46% average efficiency GaN Doherty power amplifier with frequency dependency compensating circuits", *Proceeding of the IEEE/PAWR*, pp. 22-24, 2017.
- [6] C. Huang, S. He, Z. Dai, J. Pang, Z. Hu, "A 80W high gain and broadband Doherty power amplifier for 4/5G wireless communication systems", *Proceeding of the IEEE/IMS*, San Francisco, CA, USA, 2016.
- [7] P. Guo, W. Kong, J. Xia, L. Yang, "Wideband doherty power amplifier using suitable peaking output matching network", *Proceeding of the IEEE/APMC*, Vol. 1, Nanjing, China, 2015.
- [8] Y. Yutaro, et al. "A CW 20W Ka-band GaN high power MMIC amplifier with a gate pitch designed by using one-finger large signal models", *Proceeding of the IEEE/CSICS*, Miami, FL, USA, 2017.
- [9] P. Saad, P. Colantonio, L. Piazzon, F. Giannini, K. Andersson, C. Fager, "Design of a concurrent dual-band 1.8–2.4-GHz GaN-HEMT doherty power amplifier", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, No. 6, June 2012.
- [10] M.M. Tarar; "Design and implementation of an asymmetric doherty power amplifier at 2.65 GHz in GaN HEMT technology", *Institutionen for systems engineering Department of Electrical Engineering*, Degree project carried out in Electronic Components at the Linköping Institute of Technology, Sweden, 19 September, 2011.

