

Doherty Power Amplifier Linearity Improvement Using Internal Feed-Forward Network

S. Salmani¹, M. Tayarani^{1*}, R. Narimani²

¹Faculty of Electrical Engineering, University of Science and Technology, Tehran, Iran

²Satellite Systems Research Institute, Tehran, Iran

E-mails: iust_s@yahoo.com; m_tayarani@iust.ac.ir; r.narimani@isrc.ac.ir

Abstract

The continuous expansion of telecommunication systems has led to more complex design of devices. One of the most important of these devices, which is usually considered as the last stage of the transmitter before the antenna, is the power amplifier, and one of these design complications is the need for more linearity in the power amplifier and high efficiency at the same time. There are various methods to improve the linearity of amplifiers, but usually, the higher the linearity improvement, the more complex it is, and the efficiency usually decreases. Meanwhile, the design of the amplifier itself is complicated. One of the suitable methods to improve the linearity of the amplifier, which also increases the efficiency at the same time, is the Doherty structure. Different structures of Doherty arrangement have been investigated, which create different properties. In this paper, a new arrangement for the Doherty structure is presented, which gives a great improvement in linearity and at the same time has high efficiency. This arrangement is a combination of doherty and forward structure and its adjustment can be done easily.

Keywords

Linearity, efficiency, doherty power amplifier, feed-forward.

Introduction

Doherty power amplifier is one of the most attractive architectures to achieve high-efficiency amplification of signals with a high peak-to-average power ratio (PAPR). DPA provides high efficiency at both maximum power and back-off region. A new configuration of DPA with combination of internal feed-forward network is introduced.

Proposed Work and Methodology

It is shown that this new approach was capable of improving linearity compared to the conventional method, while preserving high efficiency. Improvement of third-order intermodulation (IMD3) in a two-tone test and ACPR with an OFDM input signal was observed in the simulations. The proposed method is straightforward to implement and tune, while still exerting a significant influence on linearity parameters.

Conclusion

This paper proposes a new and simple method to improve the linearity of a Doherty power amplifier. The advantage of this method is that it provides a relatively high improvement in amplifier linearity while maintaining simplicity and low cost. To validate this claim, a Doherty amplifier with the new structure was designed in ADS software for a center frequency of 2.6 GHz, in both schematic and layout environments. The IMD3 characteristic in the two-tone test improved by more than 12 dB across an output power back-off range of approximately 5 dB. Furthermore, the ACPR in the OFDM test showed an improvement of more than 6 dB within an output power back-off range of about 7 dB.

بهبود میزان خطینگی تقویت کننده توان با ترکیب روش های پیش خور و دوهرتی

سیامک سلمانی

دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران

مجید طیرانی

دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران

راضیه نریمانی

کارشناس ارشد، پژوهشکده سامانه های ماهواره، پژوهشگاه فضایی ایران

چکیده

گسترش روزافزون سیستم های مخابراتی منجر به طراحی پیچیده تر ادوات شده است. یکی از مهمترین این ادوات که در واقع طبقه آخر فرستنده قبل از آنتن محسوب می شود، تقویت کننده توان است و یکی از این پیچیدگی های طراحی، نیاز به خطینگی بیشتر در تقویت کننده توان و درعین حال راندمان بالا است. روش های مختلفی برای بهبود خطینگی تقویت کننده ها وجود دارد، اما معمولاً هرچه میزان بهبود خطینگی بیشتر باشد پیچیدگی آن نیز بیشتر شده و در پی آن راندمان نیز کاهش می یابد. این در حالی است که طراحی تقویت کننده به خودی خود دارای پیچیدگی است. یکی از روش های مناسب برای بهبود خطینگی تقویت کننده که راندمان را نیز هم زمان افزایش می دهد، ساختار دوهرتی است. ساختارهای مختلفی از چینش دوهرتی بررسی شده اند که خاصیت های مختلفی ایجاد می کنند. در این مقاله چینی جدید برای ساختار دوهرتی ارائه شده است که بهبود زیادی در خطینگی می دهد و درعین سادگی، راندمان بالایی نیز دارد. این چینش ترکیبی از ساختار دوهرتی و پیش خور است و تنظیم آن به سادگی می تواند صورت پذیرد.

کلمات کلیدی

خطینگی، راندمان، تقویت کننده دوهرتی، پیش خور.

نام نویسنده مسئول: دکتر مجید طیرانی

ایمیل نویسنده مسئول: m_tayarani@iust.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۰۳/۱۲

تاریخ (های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۳/۰۸/۲۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۹/۱۴

۱- مقدمه

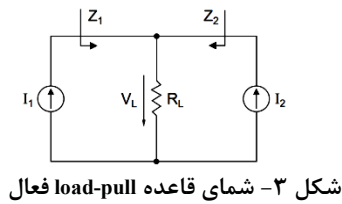
در OFDM، نسبت پیک به میانگین، وابسته به پهنای باند است. در سیستم های با PAPR بالا، تقویت کننده توان باید در رنج وسیع تری از توان عمل کند، یعنی در محدوده عقب گرد توان زیادی، خروجی داریم. طبق تئوری تقویت کننده ها؛ با کاهش توان خروجی در تقویت کننده کلاس AB، راندمان تقویت کننده به شدت کاهش می یابد. به منظور بهبود راندمان در ناحیه عقب گرد و در نتیجه بهبود راندمان کلی سیستم، تکنیک های مختلفی پیشنهاد شده است. تقویت کننده دوهرتی (DPA^۲) یکی از رایج ترین و بهینه ترین روش ها برای حل این مشکل است. ایده اولیه این ساختار توسط W.H.Doherty [۵،۴] ارائه شد، که برای سیگنال های مدوله شده دامنه طراحی شد، ولی تا سال ها چون سیگنال - هایی با PAPR بالا وجود نداشتند؛ این ساختار مورد استقبال چندانی واقع نشد. بعد از آن، در مقالات مختلف، تغییراتی در ساختار اولیه به منظور دستیابی به مشخصات جدید داده شد؛ برای مثال در [۶] خط های انتقالی در خروجی DPA قرار داده شده که می تواند عملکرد را در توان های پایین بهبود دهد. همچنین به منظور افزایش بازه عقب گرد توان با راندمان بالا، ساختارهای چندمسیره و چندطبقه پیشنهاد شده است [۷]. ساختار DPA از دو تقویت کننده مشابه تشکیل شده است؛ یکی (تقویت -

نیاز روزافزون به ظرفیت انتقال بیشتر، سرعت های بالاتر و روش های پیچیده تر در سیستم های مخابراتی، امروزه باعث شده است که طراحان از تکنیک های مدولاسیون جدید استفاده کنند، و این به نوبه خود باعث ایجاد محدودیت های بیشتری در طراحی فرستنده و گیرنده ها شده است. میزان خطینگی تقویت کننده توان، یکی از این محدودیت ها است. زمانی که ورودی یک تقویت کننده سیگنالی با دامنه ثابت باشد (مانند سیگنال FM، نسل ۲ موبایل و ...) که در واقع اطلاعات در فاز سیگنال وجود دارند، در این صورت نیاز به تقویت کنندگی خطی نداریم، اما زمانی که اطلاعات هم در دامنه و هم در فاز باشد و یا تنها در دامنه سیگنال باشد؛ در این صورت نیاز به یک تقویت کننده خطی داریم [۱]. مدولاسیون های دامنه ربعی (QAM)، کلیدزنی شیف فاز ربعی (QPSK)، دسترسی چندگانه تقسیم کدی (CDMA) و مدولاسیون تقسیم فرکانسی متعامد (OFDM) مثال هایی از این نوع سیگنال ها هستند. در واقع در سیستم های چند حاملی، محدودیتی به نام نسبت پیک به میانگین (PAPR)^۱ به وجود می آید. روش هایی برای بهبود PAPR وجود دارد [۲،۳] اما در هر صورت این محدودیت حذف نشده بلکه تنها کمتر می شود.

² Doherty Power Amplifier

¹ Peak to Average Power Ratio

از RF یک تقویت کننده ثانویه هم فاز، مدوله شود. اساس روش load-pull فعال در شکل ۳، نشان داده شده است، که دو تقویت کننده با منابع جریان نشان داده شده اند که جریان های I_1 و I_2 را تولید می کنند و هر دو به یک بار RL متصل شده اند.



شکل ۳- شمای قاعده load-pull فعال

ولتاژ دو سر بار و نیز امپدانس های دیده شده از سمت تقویت کننده ها را به صورت زیر می توان نوشت:

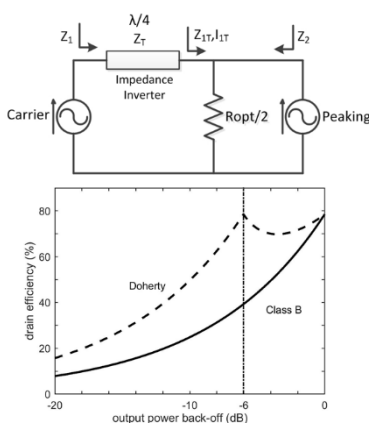
$$V_L = R_L (I_1 + I_2) \quad (1)$$

$$Z_1 = R_L \frac{I_1 + I_2}{I_1} = R_L (1 + \frac{I_2}{I_1}) \quad (2)$$

$$Z_2 = R_L \frac{I_1 + I_2}{I_2} \quad (3)$$

از رابطه (۲) واضحاً مشاهده می شود که امپدانس که توسط تقویت کننده سمت چپ دیده می شود، Z_1 ، می تواند با تغییر دامنه و یا فاز جریان I_2 توسط تقویت کننده دیگر ایجاد می شود؛ تغییر کند. برای مثال، اگر I_1 و I_2 هم فاز باشند Z_1 افزایش می یابد، و اگر هم فاز نباشند کاهش می یابد.

تقویت کننده دوهرتی بر پایه قاعده ای که در بالا بحث شد، کار می کند، با دو قطعه فعال، قطعه اصلی و قطعه کمکی که هر دو یک بار مشترک دارند که تقویت کننده اصلی با یک معکوس کننده امپدانس ربع موجی و تقویت کننده کمکی به صورت مستقیم، به آن متصل شده اند، شکل ۴. قطعه کمکی فرض می شود در سطح توان خاصی از ورودی روشن می شود (نقطه شکست)، به طور معمول عقب گرد 6dB از توان نهایی حداکثر تقویت کننده Doherty. بعد از آن شروع می کند به تولید جریان I_2 که این جریان افزایش می یابد تا اینکه به میزان حداکثری برابر با I_1 در حداکثر توان عملیاتی برسد. زیر نقطه شکست تقویت کننده کمکی خاموش است و جریان RF تولید نمی کند.

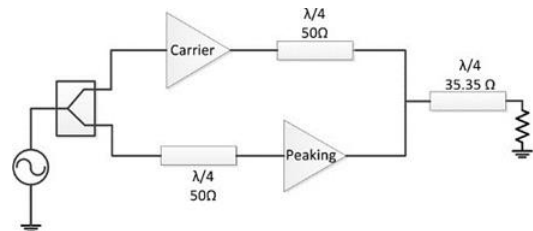


شکل ۴- شماتیک پایه تقویت کننده Doherty و دامنه جریان های

اساسی قطعات اصلی و کمکی

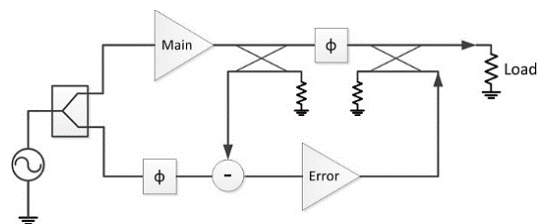
تبدیل کننده امپدانس ربع موجی نقش مهمی در این بین ایفا می کند و آن تبدیل امپدانس بار افزایشی مشترک بین دو تقویت کننده به امپدانس کاهشی است که توسط تقویت کننده اصلی در زمان افزایش جریان تقویت کننده کمکی

کننده اصلی یا حامل^۳ در کلاس AB و دیگری (تقویت کننده کمکی^۴ یا اوجی) در کلاس C بایاس شده اند. تفاوت اصلی این ساختار با ساختار متوازن (balanced amplifier) [۸] استفاده از تکنیک مدولاسیون بار (load-modulation)، تقویت کننده کمکی، تقویت کننده اصلی را در ناحیه عقب گرد، بار می کند و به واسطه معکوس کننده امپدانس (یک خط انتقال $\lambda/4$ اهم با طول الکتریکی $\lambda/4$) به کار گرفته شده در خروجی تقویت کننده اصلی و بر اساس روابط به دست آمده، راندمان تقویت کننده افزایش می یابد [۴-۵]. شکل ۱ ساختار اصلی تقویت کننده دوهرتی را نشان می دهد. به منظور جبران فاز ناشی از معکوس کننده امپدانس خروجی تقویت کننده اصلی، یک خط انتقال $\lambda/4$ اهم با طول الکتریکی $\lambda/4$ در ورودی تقویت کننده کمکی قرار می گیرد.



شکل ۱- ساختار معمول تقویت کننده دوهرتی

یک DPA به صورت ذاتی خطیگی را بهبود می دهد، هر چند در موارد زیادی این میزان خطیگی کافی نیست؛ بنابراین تکنیک های دیگر خطی سازی مانند پیش-عوجاج^۵ [۹] یا روش پیش خور^۶ نیز استفاده می شود [۱۰].



شکل ۲- روش پیش خور برای بهبود خطیگی

شکل ۲ شماتیک ساده روش پیشخور را نشان می دهد. این روش، با افزودن یک تقویت کننده ثانویه، به علاوه تعدادی کوپلر و شیفتر دهنده فاز به تقویت کننده اصلی ایجاد می شود. سیگنال خروجی تقویت کننده اصلی توسط یک کوپلر جهتی نمونه برداری می شود و این سیگنال که شامل اثرات غیرخطی تقویت کننده است، با دامنه و فاز مناسب با سیگنال ورودی جمع می شود به گونه ای که سیگنال حاصل، تنها حاوی اثرات غیرخطی بوده و تون های اصلی از آن حذف شده است. سپس تقویت کننده ثانویه حاصل این دو سیگنال را تقویت کرده و توسط یک کوپلر دیگر با سیگنال خروجی تقویت کننده اصلی جمع می کند. حاصل این کار، کم شدن دامنه اثرات غیرخطی (اینترمدولاسیون ها) در بار است.

در این مقاله، ترکیبی جدید از روش های دوهرتی و پیش خور با هدف افزایش خطیگی ارائه خواهد شد، که این امر با شبیه سازی در نرم افزار ADS و تست های دو-تون و همچنین اعمال سیگنال OFDM اثبات شده است.

۲- تقویت کننده Doherty

اصول عملکرد تقویت کننده های Doherty مبتنی بر قاعده load-pull فعال است، که در آن بار یک تقویت کننده می تواند به صورت دینامیکی با اعمال جریان

⁵ pre-distortion

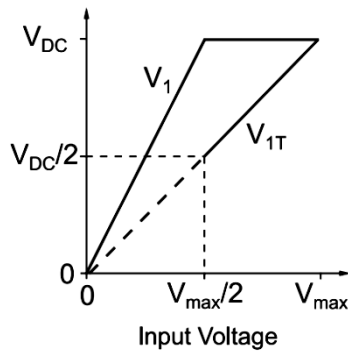
⁶ feed-forward

³ Carrier

⁴ Auxiliary

$$V_{IT} = I_1 Z_T = I_1 R_{opt} \quad (۱۷)$$

بنابراین ولتاژ خروجی نهایی تقویت کننده Doherty (V_{IT}) به صورت خطی با جریان اصلی I_1 افزایش می یابد، که همچنین یک رابطه خطی با ولتاژ ورودی دارد، همان گونه که در تحلیل فرض شد. این بدان معناست که ولتاژ خروجی تقویت کننده Doherty به صورت خطی با ولتاژ ورودی افزایش می یابد، که منجر به ذات خطی این نوع طراحی در تقویت کننده ها می شود. دامنه RF ولتاژ خروجی تقویت کننده اصلی (V_1) و ولتاژ خروجی نهایی V_{IT} در شکل ۵ نشان داده شده اند.



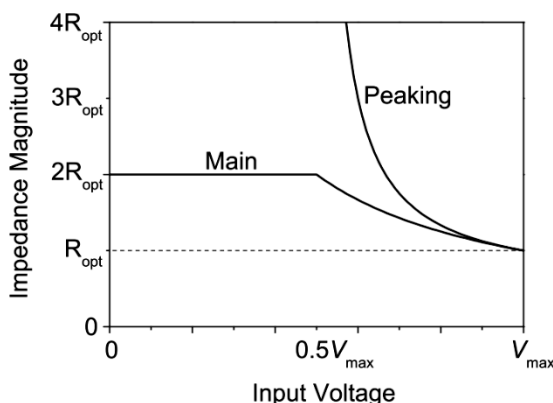
شکل ۵- دامنه RF ولتاژ خروجی قطعات اصلی (V_1) و کمکی (V_{IT})
بر حسب دامنه ولتاژ ورودی تقویت کننده Doherty

با توجه به سازوکار روش load-pull، جریان قطعه کمکی I_2 در جهت مدوله کردن امپدانس دیده شده توسط قطعه اصلی (Z_1) از مقدار بالاتر $2R_{opt}$ به حد پایین تر R_{opt} در ناحیه توان پایین، به کار می رود. با جایگذاری I_1 و V_1 در روابط (۷) و (۱۳) و با فرض $Z_T = R_{opt}$ به نتایج زیر برای امپدانس دیده شده توسط تقویت کننده اصلی و کمکی می رسیم:

$$Z_1 = \frac{2R_{opt}}{(1+\xi)} \quad (۱۸)$$

$$Z_2 = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{1}{\xi} \right) \quad (۱۹)$$

که به صورت دینامیک بر حسب سطح ولتاژ ورودی مدوله شده اند، شکل ۶.



شکل ۶- رفتار مدولاسیون بار فعال در تقویت کننده Doherty

با مراجعه به دامنه ولتاژ RF در شکل ۵، می توان متوجه شد که تقویت کننده اصلی تغییرات ولتاژ حداکثر خود را در 6dB بالا حفظ می کند، بنابراین در این محدوده دینامیکی با راندمان ثابت 78.5% کار می کند.

I_2 ، دیده می شود. برای 6 dB بالایی، هر دو قطعه فعال هستند و دامنه جریان-هایی به صورت زیر دارند:

$$I_1 = \frac{I_{max}}{4} (1 + \xi) \quad (۴)$$

$$I_2 = \frac{I_{max}}{2} \xi \quad (۵)$$

که در این روابط ξ (پارامتر عقب گرد) بین 0 (نقطه شکست) و 1 (نقطه حداکثر توان) تغییر می کند. مشابه روابط (۱) و (۲)، امپدانس های Z_1 و Z_2 می توانند به صورت زیر تعریف شوند:

$$Z_{1T} = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2}{I_{1T}} \right) \quad (۶)$$

$$Z_2 = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_{1T}}{I_2} \right) \quad (۷)$$

که R_{opt} امپدانس بار بهینه برای کلاس B است که با رابطه زیر به دست می آید:

$$R_{opt} = 2 \frac{V_{DC}}{I_{max}} \quad (۸)$$

برای تبدیل کننده امپدانی با امپدانس مشخصه Z_T ، رابطه بین ولتاژها و جریان های ورودی و خروجی با عبارت زیر داده می شوند:

$$V_{IT} I_{IT} = V_1 I_1 \quad (۹)$$

$$\left(\frac{V_{IT}}{I_{IT}} \right) \left(\frac{V_1}{I_1} \right) = Z_T^2 \quad (۱۰)$$

از روابط (۹) و (۱۰) می تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$I_{IT} = \frac{V_1}{I_T} \quad (۱۱)$$

بنابراین، رابطه (۶) را به صورت زیر می شود بازنویسی کرد:

$$Z_{1T} = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right) \quad (۱۲)$$

امپدانی که در خروجی تقویت کننده اصلی دیده می شود را به صورت زیر می توان بیان کرد:

$$Z_1 = \frac{Z_T^2}{Z_{1T}} = \frac{2Z_T^2}{R_{opt} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right)} \quad (۱۳)$$

و بنابراین دامنه ولتاژ RF دوسر تقویت کننده اصلی را به صورت زیر می توان

نوشت:

$$V_1 = \frac{Z_T^2 \left(\frac{I_{max}}{2} \right) (1 + \xi)}{\xi \left(\frac{I_{max}}{2} \right) Z_T R_{opt} \left[1 + \frac{Z_T}{V_1} \right]} \quad (۱۴)$$

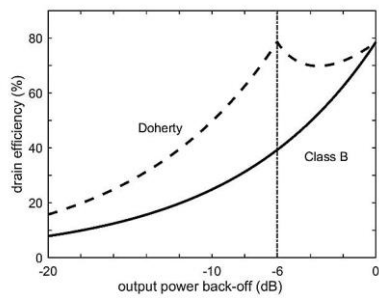
که به صورت زیر نیز می تواند نوشته شود:

$$V_1 = \left(\frac{Z_T}{R_{opt}} \right) \left(\frac{I_{max}}{2} \right) \left[Z_T + \xi (Z_T - R_{opt}) \right] \quad (۱۵)$$

حال اگر امپدانس مشخصه مبدل امپدانی $Z_T = R_{opt}$ تنظیم شود، در این صورت عبارت حاصل برای V_1 مستقل از پارامتر ξ خواهد بود، به عبارت دیگر مستقل از میزان عقب گرد خواهد شد، و در میزان زیر ثابت خواهد ماند:

$$V_1 = R_{opt} \left(\frac{I_{max}}{2} \right) \quad (۱۶)$$

که نشان دهنده بیشترین میزان تغییرات ولتاژ با دامنه V_{DC} است. با حل برای V_1 و رجوع به روابط (۹) و (۱۰)، ولتاژ دوسر بار مشترک V_{IT} به این صورت نوشته می شود:

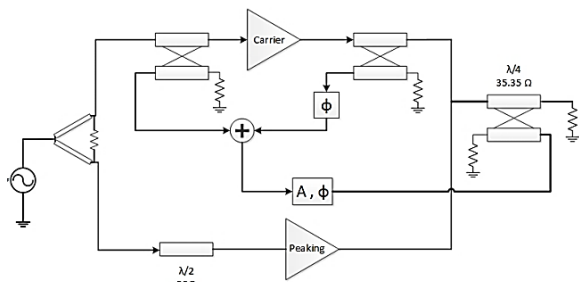


شکل ۷- راندمان درین تقویت کننده دوهرتی و تقویت کننده ایده آل کلاس B برحسب تابعی از عقب گرد توان خروجی

باید توجه داشت که تمام روش های به کار رفته، هیچ گاه راندمان یا خطی بودن را به صورت مجزا در نظر نمی گیرند. در حقیقت، هر رویکردی که منجر به افزایش راندمان شود، معمولاً همراه است با افزایش پیچیدگی، و طراحی دقیق تقسیم توان ورودی، انتخاب بایاس و همزمان سازی فاز بین طبقه ها به منظور جلوگیری از اثرات غیرخطی شدید مانند اشباع قوی. نهایتاً پردازش سیگنال دیجیتال است که غالباً برای تنظیم وفقی این پارامترها به کار می رود.

۳- تقویت کننده دوهرتی با پیش خور افزوده شده

طرح پیشنهادی ترکیب روش های دوهرتی و پیش خور، feed-forward Doherty power amplifier (FDPA) است، که با هدف افزایش خطی نگاری در عین حال داشتن مشخصه راندمان بالا در محدوده عقب گرد توان، انجام می شود. شکل ۸. طراحی بر پایه یک ساختار دوهرتی معمول و بر اساس تست دو-تون انجام می شود. همانند روش پیش خور از ورودی و خروجی تقویت کننده اصلی نمونه گرفته شده و این دو سیگنال با تنظیم فاز و دامنه به گونه ای با یکدیگر جمع می شوند که تنها حاوی اعوجاج ها باشد. یعنی با اعمال تست دو-تون، دامنه تون های اصلی را در سیگنال حاصل جمع باید به حداقل میزان ممکن رساند. به منظور تنظیم دامنه، به جای افزودن بلوک بهره یا تضعیف کننده می توان میزان کوپلینگ کوپلرها را متفاوت طراحی کرد، یعنی میزان کوپلینگ کوپلر خروجی به میزان بهره تقویت کننده اصلی بیشتر از کوپلینگ کوپلر ورودی باشد، در این حالت با شرط برابری دامنه ها (در فرکانس تون های اصلی) اگر اختلاف فاز بین دو نمونه ورودی و خروجی ۱۸۰ درجه باشد حاصل جمع این دو سیگنال فاقد تون های اصلی خواهد بود (در عمل دامنه تون های اصلی بسیار کم خواهد بود). حال این سیگنال را که فقط شامل جملات اینترمدولاسیون است؛ با افزودن فاز و بهره مناسب به وسیله یک کوپلر جهتی به خروجی نهایی تقویت کننده می دهیم.



شکل ۸- ساختار پیشنهادی

تنظیم پارامترهای فاز، بهره و کوپلینگ نهایی تقویت کننده با کمینه شدن میزان اینترمدولاسیون ها مشخص می شود. می توان برای سادگی کار قبل از اتصال سیگنال نهایی به کوپلر خروجی، دامنه و فاز اینترمدولاسیون های آن را با دامنه و فاز اینترمدولاسیون های سیگنال روی بار مقایسه کرد و دامنه آن را

ولتاژ قطعه کمکی به صورت خطی افزایش می یابد تا زمانی که به حداکثر خود در نقطه حداکثر توان برسد، که به این معنی است که در راندمان کمتر از 78.5% در ناحیه 6dB بالایی کار می کند. البته تأثیر این عملیات در راندمان کلی تقویت کننده Doherty به نسبت کم است.

در ناحیه توان پایین (زیر نقطه شکست)، تنها قطعه اصلی فعال است و در توان خروجی تقویت کننده Doherty مؤثر است. راندمان را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\eta = 2A \left(\frac{\pi}{4} \right), \quad 0 < A < 0.5 \quad (20)$$

که $A = V_{in}/V_{max}$ ولتاژ نرمالیزه ورودی است. در 6dB بالایی، هر دو قطعه فعال هستند و توان خروجی ترکیبی را به صورت زیر می توان نوشت:

$$P_{comp} = \frac{I_1^2 R_{opt}^2}{2} \frac{2}{R_{opt}} = I_1^2 R_{opt} \quad (21)$$

که پس از جایگذاری R_{opt} از رابطه (۸) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$P_{comp} = A \frac{I_{max}}{2} V_{DC} \quad (22)$$

توان منبع تغذیه DC تقویت کننده های اصلی و کمکی به صورت زیر هستند:

$$P_{DCm} = A \frac{I_{max}}{\pi} V_{DC} \quad (23)$$

$$P_{DCp} = 2(A - 0.5) \frac{I_{max}}{\pi} V_{DC} \quad (24)$$

که منجر به توان منبع DC کلی به صورت زیر می شود:

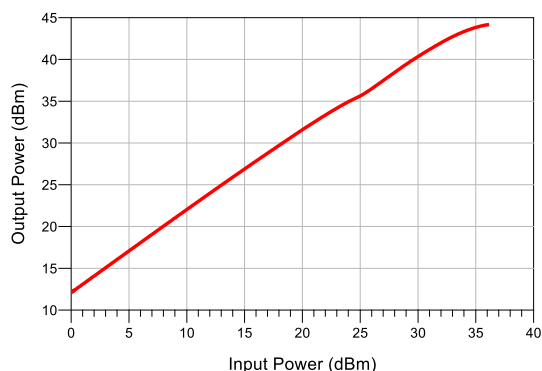
$$P_{DC} = P_{DCm} + P_{DCp} = (3A - 1) \frac{I_{max}}{2} V_{DC} \quad (25)$$

راندمان کلی تقویت کننده Doherty در ناحیه 6dB بالایی پس از نوشتن کامل روابط به صورت زیر به دست می آید:

$$\eta_{comp} = \frac{P_{comp}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{2} \frac{A^2}{(3A - 1)} \quad (26)$$

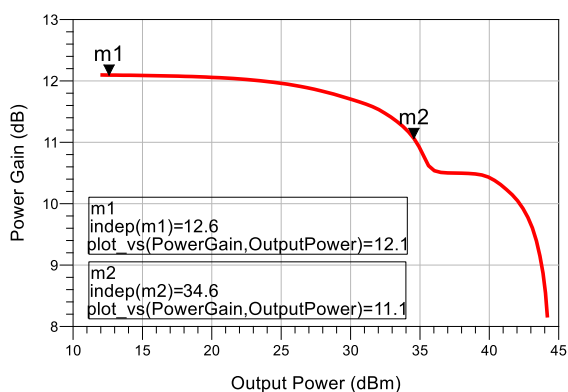
که در اینجا A ولتاژ نرمالیزه ورودی است و مشاهده می شود که مقدار راندمان در دو نقطه حداکثر توان و عقب گرد 6dB مقداری برابر با 78.5% دارد، که این برابر با حداکثر راندمان یک تقویت کننده کلاس B است. در شکل ۷ راندمان تقویت کننده کلاس B و دوهرتی برحسب عقب گرد از توان حداکثر آمده است. همانگونه که مشاهده می شود راندمان تقویت کننده دوهرتی در دو نقطه حداکثر توان و عقب گرد 6dB دارای حداکثر 78.5% بوده و نسبت به تقویت کننده کلاس B نمودار راندمان بهتری را نشان می دهد.

پیاده سازی استاندارد تقویت کننده های Doherty محدودیت هایی در خطی بودن و راندمان میانگین قابل دستیابی دارند، که می توان این محدودیت ها را به طبیعت ذاتی DPA و سایر مشکلات وابسته به غیرایده آل بودن قطعات نسبت داد. پیش اعوجاج دیجیتال معمولاً در عمل برای برآورده کردن خطی نگاری مورد نیاز در سیستم های مخابراتی به کار گرفته می شود که البته روشی با پیچیدگی بالا است که به منظور کاهش پیچیدگی آن و برای بهبود عملکرد کلی سیستم، روش هایی برای کاهش اعوجاج فاز و دامنه، مانند اثر حافظه، همواره موضوع تحقیق و بررسی هستند. کارهای [۵] و [۱۱] بر روی جبران اعوجاج در سطوح بالای توان تمرکز دارند، که با بهینه سازی بایاس و سایر قطعات به دست می آید. در [۱۲] و [۱۳]، رابطه بین مدولاسیون دامنه و اعوجاج فاز در DPA ها بر اساس روش های مختلف تحلیل شده است. در [۱۴] روشی جدید جهت خطی سازی تقویت کننده با رویکرد تزریق هارمونیک دوم پیاده سازی شده که در واقع اساس آن ایجاد و تزریق هارمونیک های اضافی به تقویت کننده در جهت حذف آن ها است.



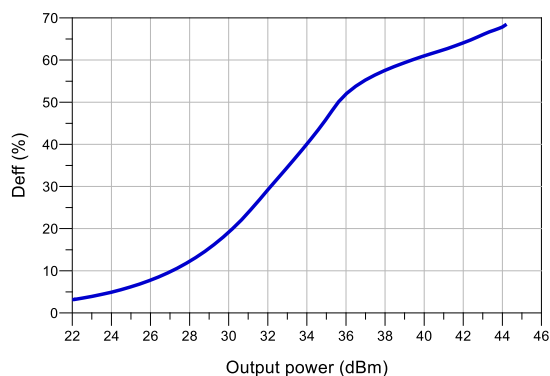
شکل ۹- مشخصه توان خروجی برحسب توان ورودی

اولین مشخصه‌ای که باید در تقویت کننده بررسی شود، توان خروجی است، که برحسب توان ورودی باید بررسی گردد، شکل ۹. براساس این نمودار مشخصه‌های بهره سیگنال کوچک و توان و همچنین P1dB نیز قابل اندازه گیری است. اما برای وضوح بیشتر مشخصه بهره بر حسب توان خروجی را نیز در شکل ۱۰ مشاهده می‌کنید.



شکل ۱۰- مشخصه بهره برحسب توان خروجی

با توجه به شکل ۱۰ بهره توان در نقطه P1dB برابر 11.1dB و P1dB خروجی برابر 34.6dBm می‌باشد. شکل ۱۱ نیز مشخصه راندمان برحسب توان خروجی را نشان می‌دهد، که می‌توان در آن حالت افزایش توان ترکیب دوهرتی را مشاهده نمود.



شکل ۱۱- راندمان طرح پیشنهادی برحسب توان خروجی

به اندازه میزان کوپلینگ کوپلر خروجی بیشتر از دامنه خروجی و فاز آن را به میزان ۱۸۰ درجه اختلاف ایجاد کرد، که در این صورت پس از اتصال به کوپلر خروجی انتظار می‌رود که به واسطه مسیر پیش‌خور افزوده شده، دامنه اینترمدولاسیون کاهش یابد.

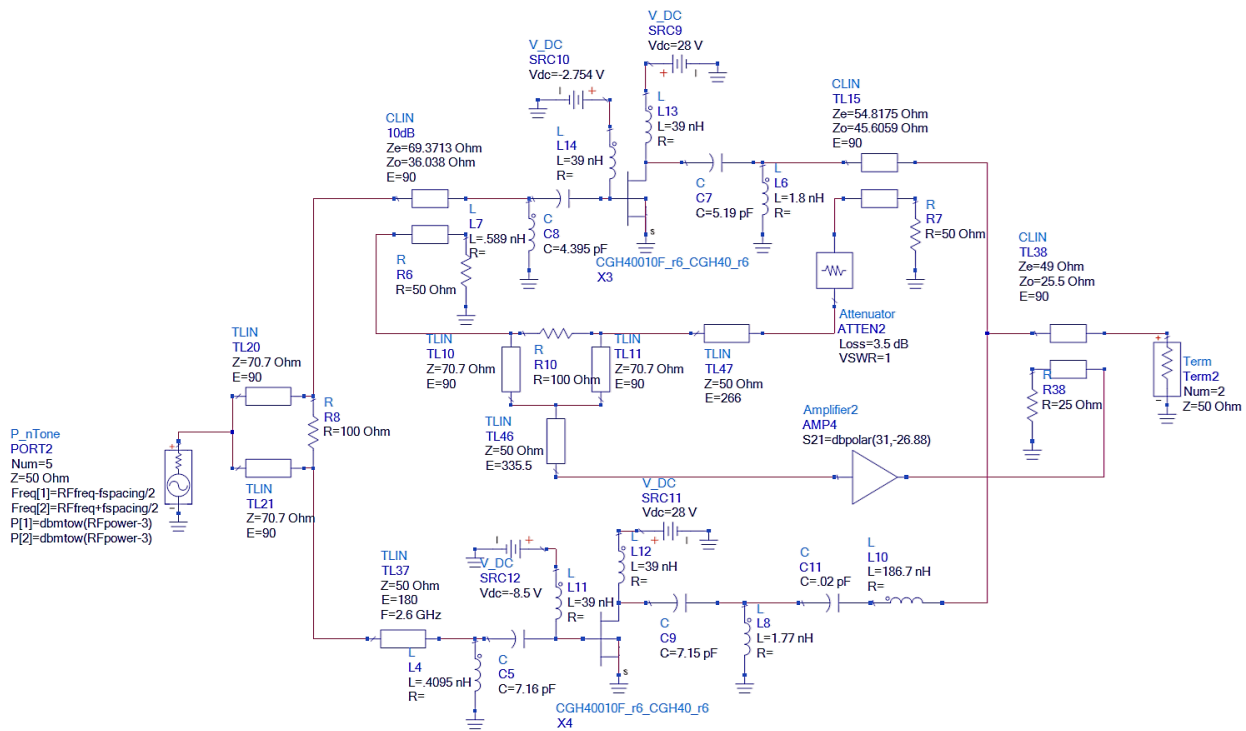
در تقویت کننده دوهرتی معمول، به منظور جبران فاز ناشی از معکوس کننده امپدانس خروجی تقویت کننده اصلی، یک خط انتقال با طول الکتریکی ۹۰ درجه در ورودی تقویت کننده کمکی قرار می‌گیرد. در طرح پیشنهادی کوپلرهای ورودی و خروجی تقویت کننده اصلی هر یک اختلاف فاز ۹۰ درجه ایجاد می‌کنند و در این حالت برای جبران اختلاف فاز مجموع این دو کوپلر، در ورودی تقویت کننده کمکی به جای خط انتقال با طول الکتریکی ۹۰ درجه باید خط انتقالی با طول الکتریکی ۱۸۰ درجه قرار گیرد. همچنین از آنجائی که خط انتقال خروجی تقویت کننده (متصل به بار) دارای امپدانس $Z_0/\sqrt{2} = 35.35\Omega$ بوده، کوپلر به کار گرفته شده در ساختار جدید باید دارای همین امپدانس مشخصه باشد. حال چون امپدانس خروجی تقویت کننده مسیر پیش‌خور ۵۰ اهم است، به منظور تطبیق امپدانس با کوپلر باید بار خروجی کوپلر را ۲۵ اهم قرارداد، شکل ۱۲.

کم بودن میزان کوپلینگ کوپلر خروجی (یعنی کوپلینگ در واحد لگاریتمی عددی منفی تر باشد که معادل کوچک تر بودن کوپلینگ در مبنای عددی است) هرچند منجر به تلفات کمتر آن می‌شود و توان خروجی را کمتر دچار افت می‌کند، اما از طرفی باعث می‌شود در مسیر پیش‌خور نیاز به توان بالاتری وجود داشته باشد و این یعنی توان مصرفی بالاتر؛ در اینجا مصالحه‌ای بین افت کوپلر خروجی و توان مصرفی مسیر پیش‌خور به وجود می‌آید که باید حد وسط را در نظر گرفت.

۴- طراحی و شبیه‌سازی

به منظور اثبات مزیت طرح پیشنهادی در میزان خطینگی، شماتیک مدار در نرم افزار ADS طراحی و شبیه‌سازی می‌شود، شکل ۱۲. این تقویت کننده در فرکانس مرکزی 2.6GHz طراحی می‌شود. برای هر دو تقویت کننده اصلی و کمکی، از یک ترانزیستور GaN مربوط به شرکت MACOM با شماره فنی CGH40010 استفاده می‌شود. این قطعه یک ترانزیستور HEMT با توان اشباع 13W و تا فرکانس 6GHz است. بایاس ترانزیستورها به گونه‌ای انتخاب می‌شود که تقویت کننده اصلی در کلاس AB و تقویت کننده کمکی در کلاس C باشد. ابتدا مدار تطبیق مناسب برای هر کدام از دو مسیر در فرکانس مرکزی 2.6GHz باید طراحی گردد. برای این کار در بایاس مناسب آنالیز Load pull انجام می‌گیرد تا امپدانس‌های مناسب منبع و بار به دست آید. سپس تطبیق برای این امپدانس‌ها انجام می‌گیرد. لازم به ذکر است که به منظور بررسی صحت طرح پیشنهادی در مدارهای تطبیق و بایاس از قطعات سلف و خازن ایده آل استفاده شده است، که البته به کلیت مسئله خدشه‌ای وارد نمی‌کند.

حال به گونه‌ای که در بخش قبل توضیح داده شد، دو کوپلر در ورودی و خروجی تقویت کننده اصلی قرار داده می‌شود و توسط شیفتهنده فاز و احیاناً یک تضعیف کننده، تون‌های اصلی در سیگنال حاصل جمع، به حداقل ممکن می‌رسد و به عبارتی این سیگنال تنها شامل جملات اینترمدولاسیون است. در نهایت باید دامنه و فاز این سیگنال به گونه‌ای تنظیم شود که با افزودن به کوپلر خروجی، دامنه اینترمدولاسیون را در خروجی کاهش دهد. شکل ۱۲ شماتیک کامل طرح را نشان می‌دهد.

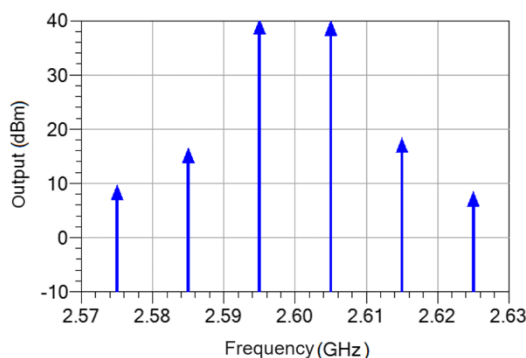


شکل ۱۲- شماتیک طرح پیشنهادی در نرم افزار ADS

جدول ۱- مقایسه پهنای باند طرح پیشنهادی با سایر کارهای مشابه

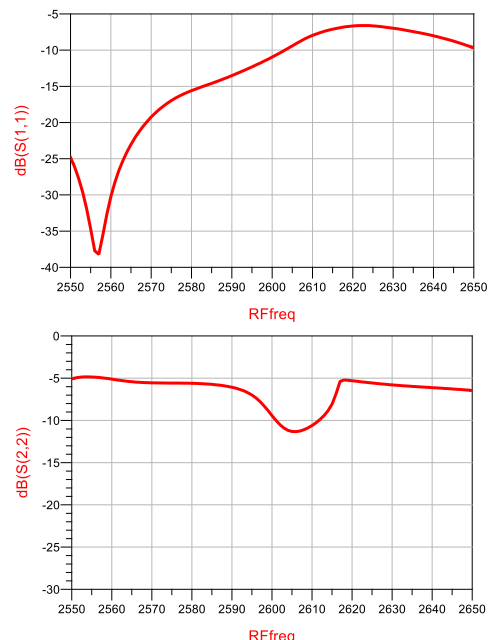
مرجع	فرکانس مرکزی (GHz)	توان خروجی (dBm)	پهنای باند نسبی (درصد)
[۱۵]	5.8	27.2	12.76
[۱۶]	3.3	44	18.2
[۱۷]	2	42.3	20
[۱۸]	2	42.5	28
این کار	2.6	44	13

به منظور ارزیابی عملکرد خطی تقویت کننده در ادامه تست دو-تون انجام می شود. به این صورت که دو تون با فرکانس مرکزی 2.6GHz و اختلاف 10MHz به تقویت کننده اعمال می شود و سطح اینترمدولاسیون های آن مورد بررسی قرار می گیرد. نتیجه تست دو-تون برای توان ورودی نمونه 32dBm (پس از تنظیم نهایی پارامترها) در شکل ۱۴ دیده می شود.



شکل ۱۴- تست دوتون تقویت کننده طرح پیشنهادی در توان ورودی 32dBm

جهت اطمینان از صحت عملکرد مدار تطبیق، مشخصه های افت برگشتی ورودی و خروجی (S22 و S11) نیز باید بررسی گردند. این دو مشخصه با شبیه سازی LSSP (پارامترهای پراکندگی سیگنال بزرگ) در محیط ADS بدست می آیند که در شکل ۱۳ نتیجه را مشاهده می کنید.

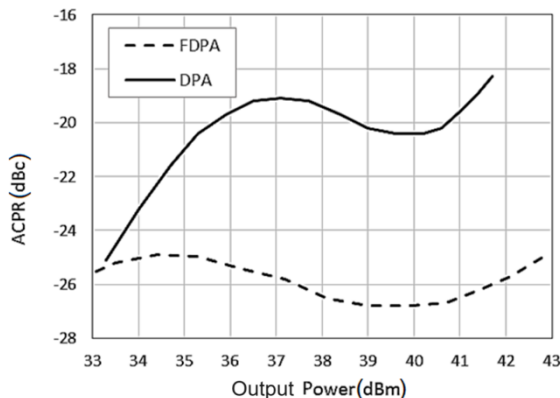


شکل ۱۳- افت برگشتی ورودی و خروجی به صورت سیگنال بزرگ

بر اساس توان خروجی، و بهره سیگنال بزرگ پهنای باند تقویت کننده طرح پیشنهادی نیز شبیه سازی شد و مقدار آن 340MHz، معادل ۱۳ درصد پهنای باند نسبی، قرائت گردید. در جدول ۱ مقایسه ای بین پهنای باند این کار با کارهای مشابه انجام شده است:

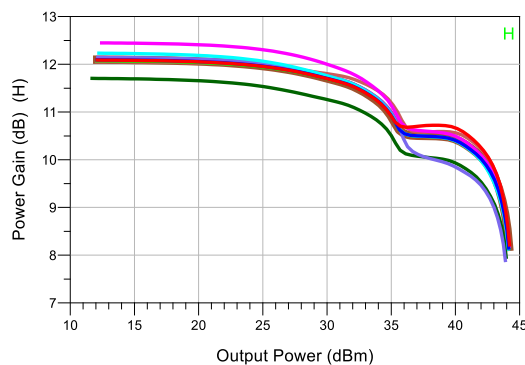
ساده و طرح پیشنهادی با اعمال سیگنال ورودی OFDM با توان ورودی کل 32dBm و پهنای باند 10MHz نشان داده شده است.

شکل ۱۶ نمایانگر بهبود حدود 10dB در ACPR خروجی تقویت کننده برای توان ورودی 32dBm است. همانند تست دو-تون با تغییر توان ورودی مشخصه ACPR برحسب توان خروجی برای هر دو تقویت کننده دوهرتی ساده و طرح پیشنهادی به دست می آید. این معیار نشان می دهد که در توان خروجی یکسان میزان ACPR در هر تقویت کننده به چه صورت تغییر می کند. شکل ۱۷ نمایانگر بهبود ACPR در طرح پیشنهادی نسبت به دوهرتی ساده، برای سیگنال OFDM با پهنای باند 10MHz و در توان های خروجی مختلف است. همانگونه که مشاهده می شود، ACPR حدود 6dB در محدوده 6dB عقب گرد توان بهبود داشته است.



شکل ۱۷- مقایسه ACPR خروجی تقویت کننده دوهرتی ساده با طرح پیشنهادی

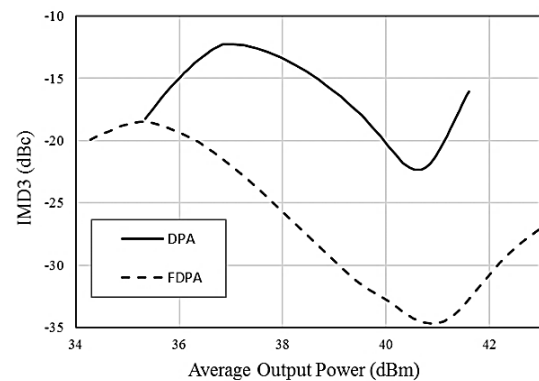
با توجه به اینکه در این طرح تنظیم سطح اینترمدولاسیون ها توسط فاز و دامنه انجام می گیرد، پس طبیعتاً حساسیت بالایی نسبت به پارامترها وجود دارد. جهت نشان دادن این موضوع برخی از پارامترها در حد ۲ درصد تغییر یافت و دو مشخصه راندمان و بهره را بررسی کردیم. شکل ۱۸ و ۱۹ تغییرات این دو نمودار را نشان می دهد.



شکل ۱۸- حساسیت بهره با تغییر پارامترها

بالاترین سطح اینترمدولاسیون معمولاً مربوط به اینترمدولاسیون مرتبه ۳ یا IMD3 است، بنابراین با تغییر توان ورودی، شبیه سازی IMD3 برحسب توان خروجی نیز برای تقویت کننده دوهرتی ساده و طرح پیشنهادی انجام می گردد، شکل ۱۵.

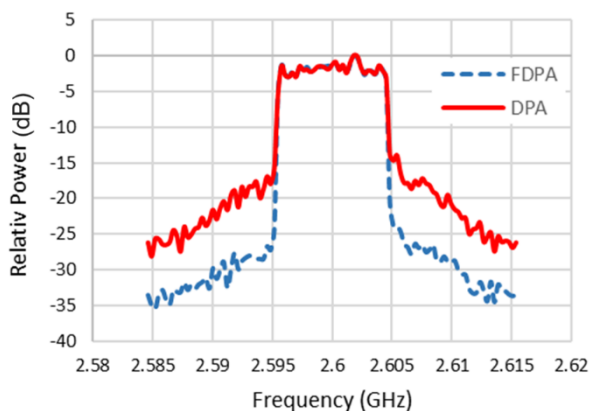
همان گونه که در شکل ۱۵ دیده می شود، در ناحیه 5dB عقب گرد از توان 42dBm یعنی از توان خروجی 37dBm تا 42dBm بهبودی بیشتر از 12dB در IMD3 مشاهده می شود.



شکل ۱۵- مقایسه IMD3 تقویت کننده دوهرتی معمول و تقویت کننده طرح پیشنهادی برحسب تابعی از توان خروجی میانگین

اما تست دو-تون در عمل با سیگنالی که به تقویت کننده اعمال می شود متفاوت است، چراکه سیگنال واقعی معمولاً برحسب کاربرد، دارای مدولاسیون و احتمالاً حاوی تعدادی زیرحامل است. تست دو-تون معمولاً به خاطر سادگی برای داشتن تخمینی از میزان خطیگی به کار می رود. اما اگر همین تست با تعداد تون های متفاوت انجام شود، نتیجه متفاوت خواهد بود. در نهایت بهترین تست برای تعیین میزان بهبود مدار، همان سیگنالی است که در عمل به کار می رود، که سیگنال مدوله شده و احیاناً دارای تعدادی زیرحامل است.

در اینجا به عنوان یک مورد عملی، سیگنال OFDM با پهنای باند 10MHz به تقویت کننده اعمال می شود. مشخصه خطیگی در چنین سیگنال هایی با معیار نسبت توان کانال جانبی (ACPR)^۷ مشخص می شود، که در واقع مقایسه سطح توان داخل باند با سطح توان در خارج باند است که به علت اثرات غیرخطی ایجاد می شود.



شکل ۱۶- مقایسه طیف توان نرمالیزه خروجی تقویت کننده دوهرتی معمول و طرح پیشنهادی

در شکل ۱۶ مقایسه طیف توان نرمالیزه خروجی تقویت کننده دوهرتی

⁷ Adjacent channel power ratio

۶- نتیجه گیری

در این مقاله روشی جدید و ساده برای بهبود میزان خطی‌نگی تقویت کننده در ساختار دوهرتی پیشنهاد شده است. مزیت این روش این است که در عین سادگی و هزینه کم، بهبود نسبتاً بالایی در میزان خطی‌نگی تقویت کننده می‌دهد. این روش وابسته به فرکانس نبوده و در فرکانس‌های میکروویو قابل اجرا است، البته منوط به استفاده از کوپلر و تقویت کننده جانبی مربوط به همان باند. به منظور اثبات این ادعا مدار تقویت کننده دوهرتی با ساختار جدید (FDPA) در فرکانس مرکزی 2.6GHz در نرم افزار ADS در هردو محیط شماتیک و لیوت طراحی شده و تست‌های دو-تون و سیگنال OFDM با پهنای باند 10MHz به آن اعمال گردید. مشخصه IMD3 در تست دو-تون برحسب توان خروجی بهبودی بیشتر از 12dB در بازه حدود 5dB عقب‌گرد از توان خروجی داشت و ACPR در تست OFDM بهبودی بیشتر از 6dB در محدوده عقب‌گرد حدود 7dB از توان خروجی را نشان داد.

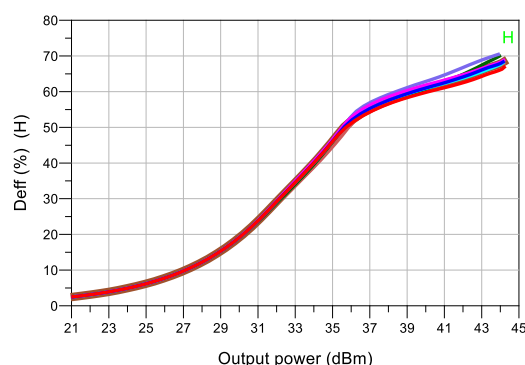
جهت مقایسه این کار با کارهای مشابه، جدول ۲ به مقایسه عملکرد این تقویت کننده با کارهای مشابه می‌پردازد. طبق این جدول مزیت اصلی این کار را سادگی پیاده سازی و تنظیم آن و درعین حال بهبود نسبی خطی‌نگی میتوان دانست. در ضمن راندمان این روش میزان نسبتاً بالایی را در بین سایر روش‌ها نشان می‌دهد.

جدول ۲- مقایسه مشخصات این طرح با سایر طرح‌های مشابه

مرجع	فرکانس (GHz)	تکنولوژی	توان اشباع (dBm)	عقب‌گرد (dB)	راندمان (درصد)	پیچیدگی
[۱۹]	2.6	GaN HEMT	41.9	7,12,17	62	کم
[۲۰]	2.01	Si LDMOS	42.5	6	33	بسیار کم
[۲۱]	2.1	GaN HEMT	42	6	48	کم
[۲۲]	1.88	GaAs HBT	33.5	6	44	زیاد
[۲۳]	3.5	GaN HEMT	45	6	42.7	کم
[۲۴]	2.14	GaN HEMT	43	6	42	بسیار زیاد
این مقاله	2.6	GaN HEMT	44	6	44	بسیار کم

مراجع

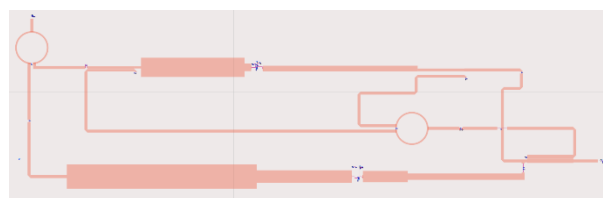
- [1] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovic, N. Potheary, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 50, p. 814-826, 2002.
- [2] D. Lim, S. Heo and J. No, "An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Schemes for OFDM Signals," in Journal of Communications and Networks, vol. 11, no. 3, pp. 229-239, 2009.
- [3] S. H. Han and J. H. Lee, "An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques For Multicarrier Transmission," in IEEE Wireless Communications, vol. 12, no. 2, pp. 56-65, 2005.
- [4] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," Proc. IRE, vol. 24, pp. 1163-1182, 1936.
- [5] B. Kim, J. Kim, I. Kim, and J. Cha, "The Doherty Power Amplifier," IEEE Microw. Mag., vol. 7, no. 5, pp. 42-50, 2006.
- [6] R. Quaglia, M. Pirola, and C. Ramella, "Offset Lines in Doherty Power Amplifiers: Analytical Demonstration and Design," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett, Vols. 23, no. 2, pp. 93-95, 2013.



شکل ۱۹- حساسیت راندمان با تغییر پارامترها

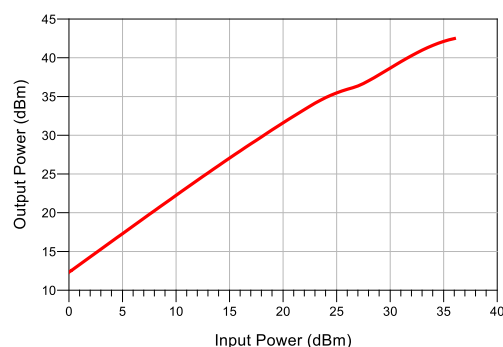
۵- پیاده سازی طرح در محیط لیوت

هر طرح میکرواستریپ برای اینکه به ساخت نزدیک باشد، باید در محیط لیوت نیز شبیه سازی شود. به این منظور طرح را در محیط لیوت پیاده سازی می‌کنیم و در صورت لزوم تغییرات لازم را نیز در جهت تنظیم پاسخ اعمال می‌کنیم. شکل ۲۰ مدل استخراج شده در محیط شماتیک را نشان می‌دهد.

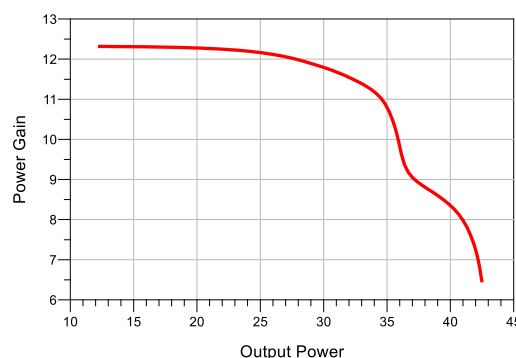


شکل ۲۰- مدل استخراج شده لیوت در محیط شماتیک

و برای این مدل نیز پارامترهای اصلی را شبیه سازی می‌کنیم. نتایج را در شکل‌های ۲۱ و ۲۲ مشاهده می‌کنید.



شکل ۲۱- مشخصه توان خروجی برحسب توان ورودی



شکل ۲۲- بهره برحسب توان خروجی برای مدل لیوت

نتایج شباهت بالایی با شبیه سازی شماتیک نشان می‌دهد، که البته در فرکانس‌های تا چند GHz طبیعی است.

predistortion drivers," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Boston, MA, USA, pp. 1393–1396, 2009.

[7] A. Grebennikov and S. Bulja, "High-Efficiency Doherty Power Amplifiers: Historical Aspect and Modern Trends," *Proc. IEEE*, Vol. 100, no. 12, pp. 3190–3219, Dec. 2012.

[8] Z. Zeinodin, Z. H. Firoozeh and R. Bahadori, "Design and manufacturing a low-noise balanced amplifier based on HJFET transistors in the 9-11 GHz frequency band," *Journal of Electrical Engineering*, University of Tabriz, Vol. 47, No. 1, pp. 93–105, 2017.

[9] J. Yi, Y. Yang, M. Park, W. Kang and B. Kim, "Analog Predistortion Linearizer for High-Power RF Amplifiers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2709–2713, 2000.

[10] S. C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications," Norwood, MA: Artech House, 2006.

[11] J. Kim, B. Fehri, S. Boumaiza, and J. Wood, "Power Efficiency and Linearity Enhancement Using Optimized Asymmetrical Doherty Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 2, pp. 425–434, 2011.

[12] L. C. Nunes, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, "AM/PM Distortion in GaN Doherty Power Amplifiers," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1–4, 2014.

[13] L. Piazzon, R. Giofrè, R. Quaglia, V. Camarchia, M. Pirola, P. Colantonio, F. Giannini, and G. Ghione, "Effect of Load Modulation on Phase Distortion in Doherty Power Amplifiers," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 7, pp. 505–507, 2014.

[14] F. Abbasnezhad, M. Tayarani, A. Abrishamifar and E. J. Salmasi, "Improving the linearity characteristics of GaN power amplifiers based on second harmonic signal injection," *Journal of Electrical Engineering*, University of Tabriz, Vol. 51, No. 4, pp. 403–412, 2021.

[15] D. Jung, H. Zhao and H. Wang, "A CMOS Highly Linear Doherty Power Amplifier With Multigated Transistors," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 5, pp. 1883–1891, May 2019.

[16] J. M. Rubio, J. Fang, V. Camarchia, R. Quaglia, M. Pirola, and G. Ghione, "3–3.6 GHz wideband GaN Doherty power amplifier exploiting output compensation stages," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 8, pp. 2543–2548, 2012.

[17] X. Fang and K.-M. M. Cheng, "Broadband, wide efficiency range, Doherty amplifier design using frequency-varying complex combining load," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, USA, pp. 1–4, 2015.

[18] M. N. A. Abadi, H. Golestaneh, H. Sarbishaei, and S. Boumaiza, "Doherty power amplifier with extended bandwidth and improved linearizability under carrier-aggregated signal stimuli," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, no. 5, pp. 358–360, 2016.

[19] Mohamed, S. Boumaiza, and R. Mansour, "Doherty power amplifier with enhanced efficiency at extended operating average power levels," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 12, pp. 4179–4187, 2013.

[20] S. Zhao, Z. Tang, Y. Wu, and L. Bao, "Linearity improved Doherty power amplifier using coupled-lines and a capacitive load," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 4, pp. 221–223, 2011.

[21] R. Giofrè, L. Piazzon, P. Colantonio, and F. Giannini, "A Doherty architecture with high feasibility and defined bandwidth behavior," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 9, pp. 3308–3317, 2013.

[22] D. Kang, Y. Cho, D. Kim, B. Park, J. Kim, and B. Kim, "Impact of nonlinear on HBT Doherty power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 9, pp. 3298–3307, 2013.

[23] J. Park, D. Kim, C. Yoo, W. Lee, J. Yook, and C. Hahn, "Efficiency enhancement of the Doherty amplifier for 3.5 GHz WiMAX application using class-F circuitry," *Microw. Opt. Tech. Lett.*, vol. 52, no. 3, pp. 570–573, 2010.

[24] Y. Lee, M. Lee, S. Kam, and Y. Jeong, "Highly linear and efficient asymmetrical Doherty power amplifiers with adaptively bias-controlled