Linearity Enhancement of GaN Power Amplifiers Based on Second Harmonic Injection Technique

Farhad Abbasnezhad[1], Majid Tayarani[1*], Adib Abrishamifar[1], Ehsan Johari Salamasi[2]

1- School of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, 1684613114, Iran;
2- Satellite Research Institute, Tehran, Iran.
E-mails: farhad.abbasnezhad@gmail.com; m_tayarani@iust.ac.ir; abrishamifar@iust.ac.ir; eh.johari@gmail.com

Short Abstract
In this paper, a new approach for improving the linearity characteristics of GaN power amplifiers is presented. The method is based on the injection of the second harmonic signal to the input of the power amplifier through a forward path. The effect of the second harmonic injection on the linearity characteristics of the power amplifier is studied using two-tone theory and simulations. An active three-port linearizing circuit with the ability to generate a second harmonic signal with adjustable amplitude and phase has been proposed to implement this method. Further, the paper method has been evaluated for improving the linearity of two 10-watt power amplifiers with different nonlinear characteristics. As a concept, the proposed circuit is also fabricated and used for linearizing the GaN power amplifier. It has been shown that by injecting the second harmonic signal and properly adjusting its amplitude and phase, in addition to improving the linearity characteristics, including third-order intermodulation (IMD3), adjacent channel power ratio (ACPR), and AM-PM characteristic, the 1-dB compression point is also increased.

Keywords
“Power amplifier”, “Linearization”, “GaN”, “Third order intermodulation”, “Adjacent channel power ratio”.

1- Short Introduction

One of the challenges in designing GaN power amplifiers is their severe nonlinear behavior called soft saturation. In this paper, a method based on the forward second harmonic injection is presented to linearize the GaN amplifiers. Important features of this method are the ability to linearize the amplitude and phase characteristics, extending the 1-dB compression point (OP1dB), unconditionally stability, simple and low cost. For this purpose, the theory and simulation of the second harmonic injection effects on the linearity characteristics of two samples of the ten-watt power amplifier are investigated. The proposed circuit, with an adjustable matching circuit, is designed, fabricated, and applied to a 10 watt class AB amplifier for linearization. Finally, linearity characteristics improvement, including OP1dB, IMD3, AM-PM conversion, Gain, and ACPR, are examined using the simulation and measurement results.

2- Proposed Work and Methodology (including comprision, simulation/experimental results and discusion)

It is shown that the proposed method can improve the IMD3, OP1dB, and AM-PM characteristics of the GaN power amplifier with any saturation characteristic. Based on measurement results, the OP1dB is improved by 6 dB. Furthermore, in the two-ton measurements at 1.5 GHz with a frequency interval of 10 MHz, at OBOs of 3 dB, 5 dB, and 7 dB, IMD3 improves by 13 dB, 40 dB 17 dB, respectively. Finally, in measurements with 8-MSPS 64-QAM modulated signal, ACPR at the OP1dB was improved by 12 dB.

3- Conclusion

Using two-tone theory and simulation, it was shown that the second harmonic injection into the input of the power amplifier improves the IMD3 of a power amplifier. Furthermore, using the fabricated three-port circuit with the ability to generate a second harmonic signal and perform various simulations and measurements, it was shown that with this technique, a variety of linearity characteristics including IMD3, ACPR and AM-PM could be improved. It has also been shown that the soft saturation of the GaN power amplifier can be reduced.

4- References

[5] J. C. Pedro, L. C. Nunes, and P. M. Cabral, ‘‘Soft compression and the origins of nonlinear behavior of GaN HEMTs,’’ in Proc. 44th Eur. Microw. Conf., Rome, Italy, Oct. 2014, pp. 353–356.
[9] Mohammad Darwish, Anh-Vu Pham, " Development of a Parallel-FET Linearization Technique for High Efficiency GaN Power Amplifiers," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 27, no. 2, pp. 183-185, Feb. 2017.
[11] F. Abbasnezhad, M. Tayarani, A. Abrishamifar and V. Nayyeri, "A Simple and Adjustable Technique for Effective Linearization of Power Amplifiers Using Harmonic Injection," in IEEE Access, vol. 9, pp. 37287-37296, 2021.

بهبود مشخصه‌های خطینگی تقویت‌کننده‌های توان GaN بر مبنای تزریق سیگنال هارمونیک دوم

فرهاد عباس نژاد
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

ادیب ابریشمی فر
دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران

احسان جوهری سلماسی
پژوهشگر، پژوهشکده سامانه‌های ماهواره‌ای، پژوهشگاه فضایی ایران، تهران، ایران

چکیده
در این مقاله طرح جدیدی برای بهبود مشخصه‌های خطینگی تقویت‌کننده توان‌های GaN ارائه شده است. مبنای این طرح تزریق سیگنال هارمونیک دوم ساخته‌شده به ورودی تقویت‌کننده توان موردنظر از طریق یک مسیر پیش خورد است. با استفاده از نتایج تئوری و شبیه‌سازی‌های دو-تن، اثر تزریق هارمونیک دوم بر مشخصه‌های خطینگی تقویت‌کننده‌های توان بررسی‌شده است. یک مدار خطی ساز فعال سه پورتی باقابلیت تولید سیگنال هارمونیک دوم با دامنه و فاز قابل تنظیم برای پیاده‌سازی روش مذکور پیشنهاد شده و برای بهبود خطینگی دو تقویت‌کننده توان ده وات طراحی شده با مشخصه‌های غیرخطی مختلف مورد ارزیابی قرار گرفته است. همچنین، به‌عنوان اعتبارسنجی، مدار پیشنهادی ساخته شده و برای خطی سازی یک تقویت‌کننده توان GaN، مورد استفاده قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری نشان داد که با تزریق سیگنال هارمونیک دوم تولیدی و تنظیم مناسب دامنه و فاز این سیگنال می‌توان علاوه بر بهبود مشخصه‌های خطینگی شامل اینترمدولاسیون مرتبه سوم (IMD3)، نسبت توان کانال مجاور (ACPR) و مشخصه AM-PM، نقطه اشباع ۱-dB را نیز افزایش داد.

کلمات کلیدی
تقویت‌کننده توان، خطی سازی، GaN، اینترمدولاسیون مرتبه سوم، نسبت توان کانال مجاور.

نام نویسنده مسئول: دکتر مجید طیرانی
ایمیل نویسنده مسئول: m_tayarani@iust.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۱۱/۰۵
تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۱/۰۳/۰۲
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۳/۲۶

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، استفاده از قطعات مبتنی بر تکنولوژی GaN به دلیل دارا بودن ویژگی‌های منحصربه‌فردی ازجمله سرعت اشباع، ولتاژ شکست و بازدهی بالا و شکاف باند وسیع، در کاربردهای توان بالا در فرکانس‌های ماکروویو و موج میلی‌متری بسیار موردتوجه قرار گرفته است. این ویژگی‌ها منجر به دستیابی به تقویت‌کننده‌های توان بالا با ابعاد کوچک‌تر، توان مصرفی و قیمت پایین‌تر و بازدهی بالاتر می‌شود [۱-۴]. بااین‌وجود، یکی از چالش‌ها در طراحی تقویت‌کننده‌های توان GaN، رفتار غیرخطی شدید این ترانزیستورها به‌صورت اشباع نرم است [۵]. تاکنون، روش‌های مختلفی برای خطی سازی تقویت‌کننده‌های توان GaN ارائه شده است که به‌طورکلی می‌توان به دو دسته آنالوگ و دیجیتال تقسیم‌بندی نمود که هرکدام مزایا و معایبی دارند [۶-۱۰]. به دلیل اشباع نرم GaN، و اثر حافظه بلندمدت آن ناشی از به دام افتادن الکترون‌ها، روش پیش اعوجاج دیجیتال[1] به‌عنوان یک روش پذیرفته شده در بین طراحان به‌درستی کار نمی‌کند [۶]. ساختارهای DPD مدرن از یک مسیر پس‌خورد پهن باند با پهنای حداکثر ۵ برابر پهنای باند سیگنال استفاده می کنند تا به‌طور مناسب اینترمدوله‌های مرتبه بالاتر تقویت‌کننده توان را تخمین زده و ضرایب پیش اعوجاج کننده را استخراج کنند [۱۱]. فراهم کردن مسیر پس‌خورد با این پهنای باند وسیع در سیستم‌های عملی مشکل است، که منجر به تولید یک سیگنال پیش اعوجاج کاذب شده و عمل خطی سازی را خراب می‌کند. علاوه بر این محدودیت‌ها، نیاز به down-convertor و استفاده از مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال با نرخ کلاک بسیار بالا، باعث شده DPD روشی بسیار پیچیده‌ای باشد. همچنین، مجتمع کردن تقویت‌کننده توان GaN با متعلقات DPD که از زیرلایه CMOS استفاده می‌کنند، یک مشکل اساسی این روش دیجیتال است [۱۲]. در میان روش‌های آنالوگ، روش تزریق هارمونیک دوم سیگنال اصلی برای خطی سازی تقویت‌کننده توان GaN، از قابلیت خطی سازی بالا و سادگی پیاده‌سازی مداری برخوردار است [۱۳]. این روش خطی سازی در ابتدای قرن بیستم مطرح شد. به‌عنوان نمونه، در مرجع [۱۴]، با استفاده از تزریق هارمونیک دوم به یک نمونه تقویت‌کننده MESFET در فرکانس ۵۰۰ MHz مشخصه اینترمدولاسیون مرتبه سوم (IMD3)[2] به‌اندازه dB ۱۶ بهبود یافته است. همچنین، اثر تزریق هارمونیک دوم بر بهبود مشخصه نسبت توان کانال مجاور (ACPR)[3] یک تقویت‌کننده توان pHemt با سیگنال ورودی CDMA در مقاله [۱۵] گزارش شده است.

اکثر روش‌های خطی سازی مبتنی بر تزریق هارمونیک دوم، از عناصری مانند فیلتر، تقویت‌کننده، شیفت دهنده فاز و تضعیف‌کننده در ناحیه طیفی هارمونیک دوم استفاده می‌کنند. بنابراین استفاده از این روش‌ها در فرکانس‌های کاری بالا به دلیل اثرات پراکندگی بلوک‌های مختلف و محدودیت بهره و فرکانس کاری ترانزیستورها مشکل خواهد بود [۱۶] . درحالی‌که، درروش پیشنهادی این مقاله، همه این بلوک‌ها به یک شبکه تفاضلی یکپارچه تبدیل می‌شوند. این شبکه به‌طور هم‌زمان نقش فیلتر، تقویت‌کننده و شیفت دهنده فاز را در فرکانس هارمونیک دوم ایفا می‌کند. لازم به ذکر است که در این روش از هارمونیک دوم تقویت‌کننده توان استفاده نمی‌شود. درواقع، از سیگنال فرکانس اصلی در ورودی نمونه گرفته شده و با عبور از یک شبکه زوج تفاضلی غیرخطی سیگنال هارمونیک دوم با دامنه و فاز مناسب تولید شده و به ورودی تقویت‌کننده توان تزریق می‌شود.

همان‌طور که اشاره شد، در این مقاله یک روش مبتنی بر تزریق هارمونیک دوم به ورودی برای خطی سازی تقویت‌کننده GaN ارائه شده است. با توجه به این‌که قرار دادن هر عنصر غیرفعال در خروجی تقویت‌کننده توان موجب کاهش توان و بازدهی آن می‌شود، مهم‌ترین مزیت این روش نسبت به روش‌های تزریقی پس‌خورد[4] [۱۶]، حذف کوپلر در خروجی تقویت‌کننده و پایداری بالقوه آن است. همچنین، قابلیت خطی سازی خوب مشخصه دامنه و فاز، افزایش نقطه فشردگی ۱-dB بهره (OP1dB)[5]، تنظیم‌پذیری در باند فرکانسی وسیع، سادگی پیاده‌سازی و قیمت مناسب ازجمله ویژگی‌های برجسته روش ارائه شده است. در این مقاله در ابتدا به بررسی تئوری و شبیه‌سازی اثرهای تزریق هارمونیک دوم بر مشخصه‌های خطینگی تقویت‌کننده‌های توان پرداخته می‌شود. در ادامه مدار خطی ساز پیشنهادی مقاله معرفی می‌شود. در بخش آخر، روش ارائه شده در مقاله برای خطی سازی یک نمونه تقویت‌کننده توان GaN ساخته‌شده Watt ۱۰ مورد استفاده قرار می‌گیرد. نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری مشخصه‌های خطینگی ازجمله مشخصه‌های OP1dB، IMD3، AM-PM، بهره و ACPR ارائه می‌شود و موردبحث و بررسی قرار می‌گیرد. درنهایت، مقاله در بخش نتیجه‌گیری جمع‌بندی می‌شود.

۲- تحلیل اثر تزریق سیگنال هارمونیک دوم در خطی سازی تقویت‌کننده توان

با اعمال سیگنال ورودی شامل دو مؤلفه فرکانسی اصلی ω_1 و ω_2 و مؤلفه‌های ناحیه هارمونیک دوم به فرم زیر [۱۳]:

$$\begin{aligned} v_{in_PA}(t) = A_f[\cos(\omega_1 t + \phi_f) + \cos(\omega_2 t + \phi_f)] \\ +A_s[\cos(2\omega_1 t + \phi_s) + \cos(2\omega_2 t + \phi_s)] \\ +B\cos((\omega_1 + \omega_2)t + \phi_b) \end{aligned} \quad (۱)$$

به رابطه غیرخطی ورودی-خروجی تقویت‌کننده توان تقریب زده شده با چندجمله‌ای درجه سه زیر [۱۷]:

$$v_o(t) = a_1 v_{in}(t) + a_2 v_{in}(t)^2 + a_3 v_{in}(t)^3 \quad (۲)$$

مؤلفه‌های اینترمدولاسیون مرتبه سه به‌صورت زیر استخراج می‌شود:

$$\begin{aligned} IMD3_{low,high} = \frac{3}{4} a_3 {A_f}^3 \cos((2\omega_{1,2} - \omega_{2,1})t + \phi_f) \\ +a_2 A_f A_s \cos\left((2\omega_{1,2} - \omega_{2,1})t + \phi_s - \phi_f\right) \end{aligned} \quad (۳)$$

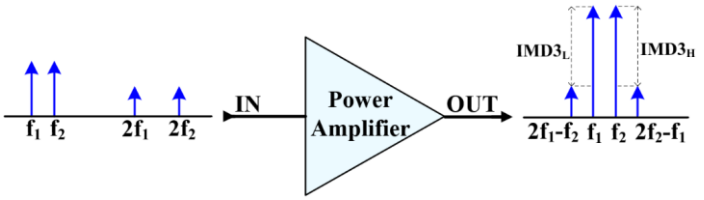
که در آن A_f، A_s، ϕ_f و ϕ_s نشان‌دهنده دامنه و فاز سیگنال‌های هارمونیک اصلی و هارمونیک دوم می‌باشند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با توجه به رابطه (۳)، با کنترل دامنه و فاز سیگنال‌های هارمونیک دوم تزریق‌شده (A_s و ϕ_s) می‌توان IMD3 خروجی تقویت‌کننده توان را در هر بازه فرکانسی و در هر سطح توان ورودی کاهش داد. همچنین، مؤلفه فرکانسی مجموع ($\omega_1 + \omega_2$) در سیگنال‌های IMD3 خروجی بی‌تأثیر است. شرط حذف کامل مؤلفه‌های IMD3 با صفر قرار دادن رابطه (۳) به فرم زیر به دست می‌آید:

$$A_s = \frac{3}{4} {A_f}^2 \left|\frac{a_3}{a_2}\right| \quad (۴)$$

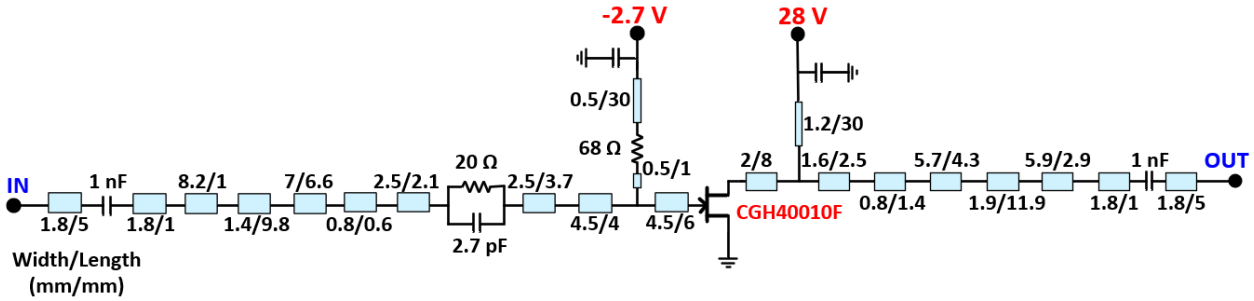
$$2\phi_f - \phi_s = 180^\circ \quad (۵)$$

[1] Digital Pre-Distortion (DPD)
[2] 3rd Intermodulation Distortion
[3] Adjacent Channel Power Ratio
[4] Feedback
[5] Output 1-dB compression point

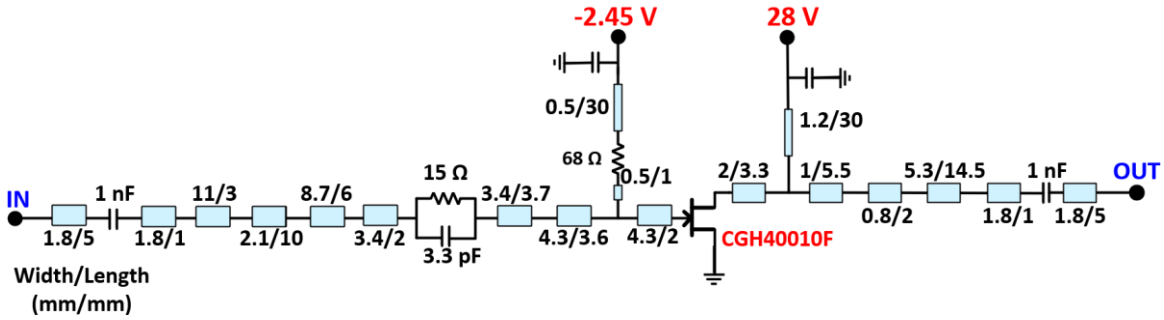
با توجه به این‌که در عمل به خاطر اثرهای حافظه ترانزیستور استفاده شده در مدار تقویت‌کننده توان و تلورانس قطعات، ارضای دقیق شرایط فوق دشوار است و به‌طورمعمول یک انحراف جزئی وجود خواهد داشت، لذا حذف کامل مؤلفه‌های IMD3 امکان‌پذیر نیست.



شکل ۱- شبیه‌سازی ۲-تن برای بررسی اثر تزریق هارمونیک دوم بر پارامترهای IMD3 تقویت‌کننده توان



(الف)

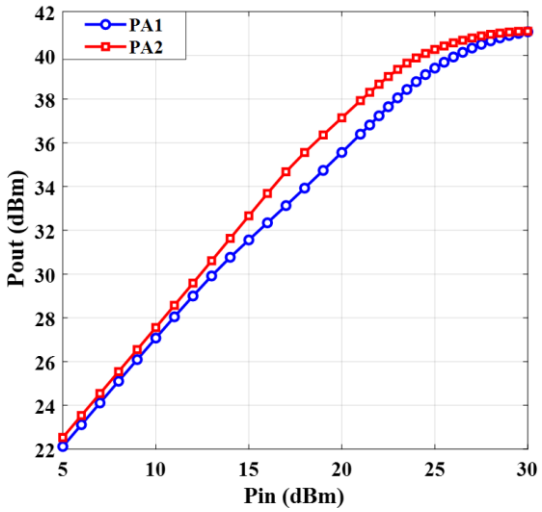


(ب)

شکل ۲- شماتیک مداری : (الف) تقویت‌کننده توان ۱ و (ب) تقویت‌کننده توان ۲ با استفاده از ترانزیستور CGH40010F

بعلاوه، اثر تزریق هارمونیک دوم روی مؤلفه‌های اینترمدولاسیون مرتبه سه تقویت‌کننده توان را می‌توان از طریق شبیه‌سازی آزمون ۲-تن که در شکل ۱ نشان داده شده بررسی نمود. با توجه به اینکه توان خروجی اشباع در ترانزیستورهای GaN، ۳ الی ۸ dB بالاتر از نقطه اشباع OP1dB رخ می‌دهد، درحالی‌که در ترانزیستورهای GaAs و LDMOS، این در حدود ۲ الی ۳ dB است [۱۸]. این مکانیسم غیرخطی متفاوت در GaNها، یعنی اشباع نرم شدید، خطی سازی با روش‌های متداول را که عمدتاً برای تقویت‌کننده‌های GaAs توسعه‌یافته‌اند، چالش‌برانگیز می‌کند. بدین منظور دو نمونه تقویت‌کننده توان Watt ۱۰ کلاس AB در بازه فرکانسی GHz ۱/۳ تا GHz ۱/۷ با نقاط بایاس و مشخصه‌های اشباع مختلف طراحی و موردبررسی قرار می‌گیرد. هدف از طراحی تقویت‌کننده‌های ۱ و ۲ نمایش توانایی مدار پیشنهادی در بهبود پارامترهای خطینگی تقویت‌کننده‌های توان با منحنی های اشباع مختلف است. شماتیک مداری تقویت‌کننده‌های توان موردبررسی در شکل ۲ نشان داده شده است. همچنین منحنی‌های اشباع آن‌ها به‌صورت توان خروجی برحسب توان ورودی نیز در شکل ۳ نمایش داده شده است.

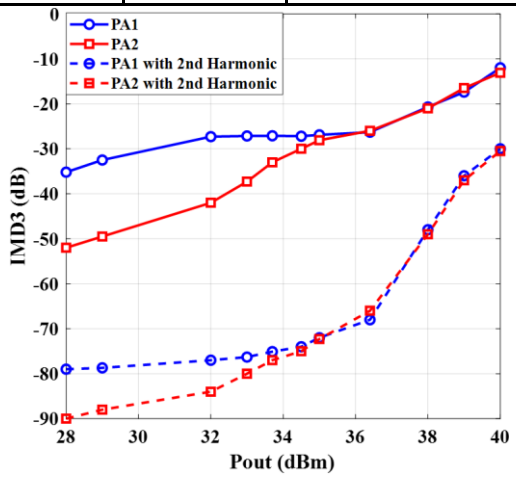
در جدول ۱ مشخصات تقویت‌کننده‌های توان طراحی شده ارائه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، اختلاف توان خروجی در نقطه فشردگی ۳-dB بهره (OP3dB) و نقطه OP1dB در تقویت‌کننده‌های ۱ و ۲ به ترتیب برابر ۶ dB و ۱/۶ dB است، که نشان‌دهنده آن است که تقویت‌کننده ۱ دارای اشباع نرم شدیدتری نسبت به تقویت‌کننده ۲ است. لازم به ذکر است که شبیه‌سازی‌های انجام شده در این مقاله با نرم‌افزار Keysight ADS [۱۹] و با استفاده از مدل غیرخطی ترانزیستور CGH40010F متعلق به شرکت Wolfspeed [۲۰]، انجام شده است.



شکل ۳- منحنی اشباع توان هر دو تقویت‌کننده توان طراحی‌شده

جدول ۱- مشخصات تقویت‌کننده‌های توان طراحی‌شده ۱ و ۲

مشخصه	تقویت‌کننده ۱	تقویت‌کننده ۲
ولتاژ درین-سورس	۲۸ V	۲۸ V
جریان خاموشی	۲۰۰ mA	۳۴۰ mA
بهره سیگنال کوچک	۱۷ dB	۱۷/۵ dB
OP1dB	۳۴ dBm	۳۹ dBm
توان خروجی در نقطه OP3dB	۴۰ dBm	۴۰/۶ dBm
بازده در نقطه OP3dB	۵۷٪	۶۴٪



شکل ۴- نتایج شبیه‌سازی مؤلفه‌های IMD3 برحسب توان خروجی برای هر دو تقویت‌کننده توان با و بدون تزریق سیگنال‌های هارمونیک دوم

جدول ۲- مقادیر دامنه و فاز سیگنال‌های اصلی و هارمونیک دوم تزریق‌شده برای کاهش IMD3 در شکل ۳ برای تقویت‌کننده ۱.

Pout (dBm)	IMD3 (dBc)	$\|P_{in}\|$ @ f_0 (dBm)	$\|P_{in}\|$ @ $2f_0$ (dBm)	$\angle P_{in}$ @ $2f_0$ (°)
۲۸	-۷۹	۱۱	۵	-۸۵
۳۲	-۷۷	۱۶	۸/۷	-۴۰
۳۵	-۷۲	۱۹/۵	۱۰/۷	-۶۷
۳۸	-۵۰	۲۳	۱۳/۵	-۶۳
۳۹	-۳۷	۲۵/۵	۱۵	-۵۱
۴۰	-۲۸	۲۶/۳	۱۵/۳	-۲۵

در شکل ۴ نتایج شبیه‌سازی مؤلفه‌های IMD3 برحسب توان خروجی برای هر دو تقویت‌کننده توان با و بدون تزریق سیگنال‌های هارمونیک دوم در ورودی نشان داده شده است. در این شکل، سیگنال‌های اصلی با دامنه و فاز ثابت با اختلاف ۱۰ MHz در فرکانس‌های ۱۵۰۵ MHz و ۱۴۹۵ MHz به همراه سیگنال‌های هارمونیک دوم سیگنال اصلی با دامنه و فاز متغیر، به ورودی تقویت‌کننده تزریق‌شده است. مقادیر دامنه و فاز سیگنال‌های هارمونیک دوم تزریقی برای دستیابی همزمان به بیشترین میزان حذف IMD3 و بیشترین توان خروجی در نقطه اشباع ۱-dB، با کمک بهینه‌سازی در نرم‌افزار ADS استخراج شده است. با توجه به شکل ۴، اثر تزریق هارمونیک دوم بر بهبود مشخصه IMD3 در هر دو تقویت‌کننده توان موردبررسی مشاهده می‌شود. همچنین، مشاهده می‌شود که در ناحیه اشباع به دلیل غیرخطی بودن شدید تقویت‌کننده توان و بریدگی سیگنال، بهبود IMD3 نسبت به توان‌های پایین‌تر کمتر است. بعلاوه، می‌توان نتیجه گرفت که روش تزریق هارمونیک دوم برای بهبود IMD3 به هر دو تقویت‌کننده با مشخصه‌های اشباع مختلف (اشباع نرم شدید و ضعیف) می‌تواند مؤثر باشد.

در جدول ۲، مقادیر دامنه و فاز سیگنال‌های اصلی و هارمونیک دوم تزریق‌شده برای کاهش IMD3 در شکل ۴ برای تقویت‌کننده ۱ ارائه شده است. در این بررسی فاز سیگنال اصلی صفر فرض شده است. لازم به ذکر است که می‌توان بدون در نظر گرفتن بهبود OP1dB به میزان بهبود IMD3 بالاتری هم دست‌یافت. مطابق جدول ۲، اختلاف سطح توان سیگنال‌های اصلی و هارمونیک دوم در ورودی تقویت‌کننده توان حدود ۶ dB تا ۱۱ dB است. همچنین، فاز سیگنال هارمونیک دوم ۲۵ تا ۸۵ درجه عقب‌تر از فاز سیگنال اصلی است. لازم به ذکر است با تغییر فرکانس کاری تقویت‌کننده، سیگنال هارمونیک دوم با دامنه و فاز متفاوتی برای دستیابی به بیشترین کاهش IMD3 نیاز است. بنابراین، پیاده‌سازی روش تزریق هارمونیک دوم در عمل، نیازمند طراحی یک مدار تولیدکننده هارمونیک دوم باقابلیت تنظیم‌پذیری دامنه و فاز به ازای فرکانس و توان‌های مختلف سیگنال اصلی است.

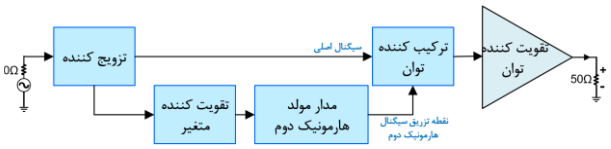
۳- طراحی و ساخت مدار خطی‌ساز پیشنهادی

بلوک دیاگرام روش خطی ساز پیشنهادی مبتنی بر تزریق هارمونیک دوم در شکل ۵ (الف) نشان داده شده است. در این روش سیگنال ورودی در ابتدا وارد یک تزویج کننده شده و از آن نمونه‌برداری می‌شود و سپس سیگنال نمونه‌برداری شده پس از رسیدن به سطح توان مناسب، وارد مدار مولد هارمونیک دوم قابل تنظیم می‌شود.

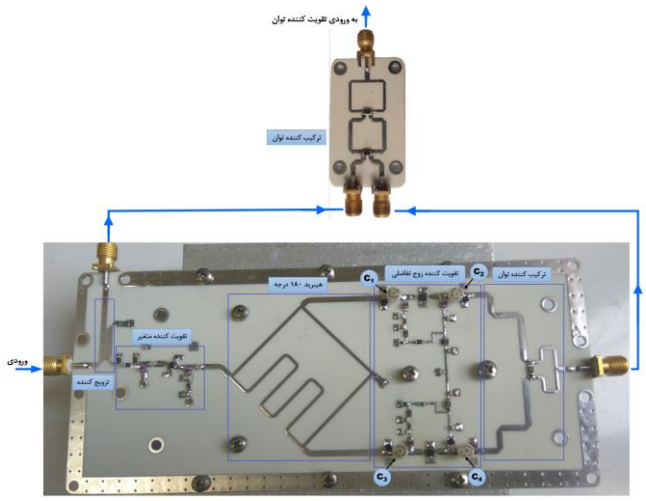
در شکل ۵ (ب) مدار خطی ساز پیشنهادی ساخته‌شده نشان داده شده است. در ورودی، سیگنال اصلی از طریق تزویج کننده ۲۰ dB نمونه‌برداری شده و بعد از تقویت اولیه وارد مدار تولیدکننده هارمونیک دوم می‌شود. به‌منظور تأمین سطح سیگنال موردنیاز ورودی مدار تولیدکننده هارمونیک دوم از یک تقویت‌کننده خطی MGA5343 متعلق به شرکت Broadcom و یک پد تضعیف نیز استفاده شده است. البته می‌توان بجای این طبقات از یک تقویت‌کننده با بهره متغیر (VGA) نیز استفاده نمود. مدار مولد هارمونیک دوم از سه بخش مجزا شامل هیبرید ۱۸۰ درجه، تقویت‌کننده زوج تفاضلی و یک ترکیب‌کننده توان تشکیل شده است. سیگنال ورودی مدار مولد هارمونیک دوم توسط هیبرید ورودی به دو سیگنال با دامنه برابر و اختلاف‌فاز ورودی ۱۸۰ درجه تبدیل و سپس وارد تقویت‌کننده زوج تفاضلی می‌شود. هیبرید ۱۸۰ درجه طراحی‌شده در ورودی مدار خطی ساز قادر به تولید سیگنال‌های با اختلاف‌فاز ۱۸۰±۵ درجه در دهانه‌های خروجی آن در باند فرکانسی کاری تقویت‌کننده توان است. تقویت‌کننده زوج تفاضلی، قادر به تولید سیگنال‌های هارمونیک دوم سیگنال اصلی با دامنه و فاز متغیر است. با توجه به تقارن تقویت‌کننده زوج تفاضلی و اختلاف‌فاز ۱۸۰ درجه سیگنال‌های ورودی آن و همچنین عملکرد غیرخطی ترانزیستورهای آن، سیگنال‌های با هارمونیک‌های زوج به‌ویژه هارمونیک دوم، در خروجی آن تولید می‌شوند. در خروجی مدار خطی ساز از یک ترکیب‌کننده توان ویلکینسون برای ترکیب سیگنال‌های خروجی زوج تفاضلی به‌ویژه هارمونیک دوم استفاده شده است. درنهایت، سیگنال اصلی ورودی و سیگنال خروجی مسیر دوم با استفاده از یک ترکیب‌کننده توان ویلکینسون دوطبقه ترکیب‌شده و به ورودی تقویت‌کننده توان اعمال می‌شود [۲۱] و [۲۲].

با توجه به این‌که ترکیب سیگنال هارمونیک اصلی و سیگنال هارمونیک

دوم، منجر به تولید سیگنال هارمونیک اصلی در ورودی تقویت‌کننده توان با دامنه پائین تر از ورودی اصلی خواهد بود، لذا برای جبران تلف عبوری این ترکیب‌کننده توان، نیاز به سیگنال هارمونیک اصلی با دامنه مناسب در نقطه تزریق، است. بدین منظور، همان‌طور که در شکل ۵ (ب) مشاهده می‌شود، با استفاده از ولتاژ مشترک ۶ V و شبکه‌های مقاومتی متفاوت، نقطه کار ترانزیستورهای تقویت‌کننده زوج تفاضلی به‌صورت ولتاژ درین-سورس برابر ۴/۵ V و جریان‌های درین-سورس ۲۴۰ mA و ۲۶۰ mA تنظیم شده است. بنابراین، با توجه به تفاوت جزئی در نقاط بایاس مدار زوج تفاضلی، سیگنال هارمونیک اصلی ورودی تقریباً در همان سطح توان ورودی در نقطه تزریق هارمونیک نیز ظاهر می‌شود. در تقویت‌کننده زوج تفاضلی ساخته‌شده از دو ترانزیستور ATF511p8 متعلق به شرکت Broadcom استفاده شده است تا از خاصیت غیرخطی آن‌ها بتوان سیگنال هارمونیک دوم با سطح مناسب را تولید نمود.



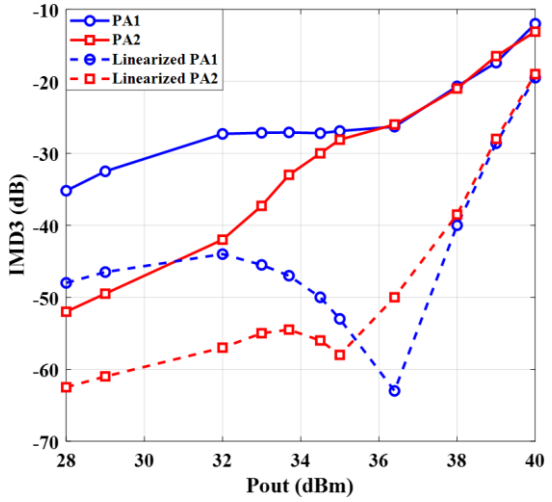
(الف)



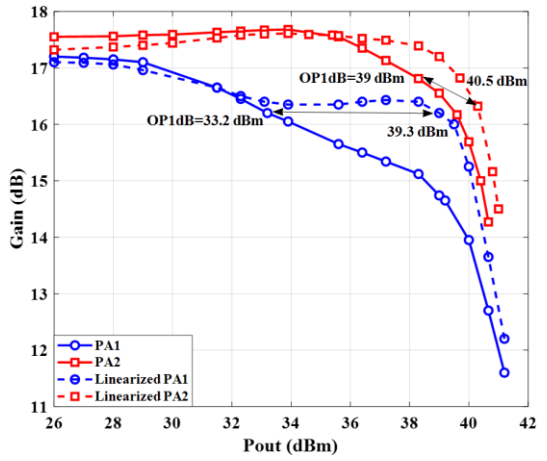
(ب)

شکل ۵- (الف) بلوک دیاگرام روش پیشنهادی خطی سازی تزریق هارمونیک دوم (ب) تصویر مدار خطی ساز ساخته‌شده

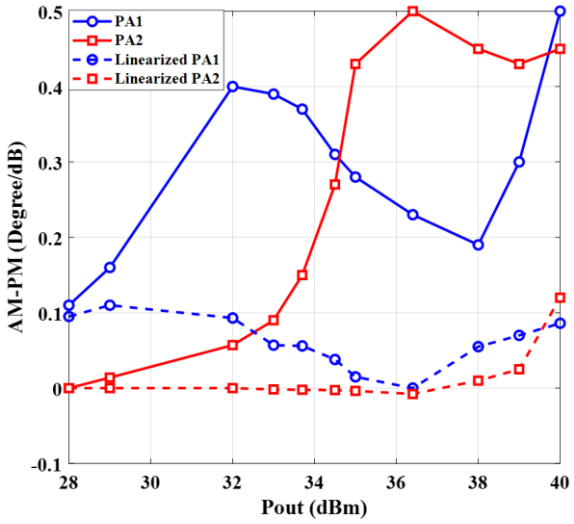
با توجه به این‌که دامنه و فاز سیگنال در خروجی مدار تولیدکننده هارمونیک دوم، وابسته به تابع تبدیل شبکه تطبیق امپدانس در ورودی و خروجی زوج تفاضلی است. بنابراین، تغییر مقادیر چهار خازن موجود در شبکه تطبیق امپدانس ورودی و خروجی نشان داده شده در شکل ۵ (ب)، قابلیت تنظیم‌پذیری دامنه و فاز سیگنال هارمونیک دوم خروجی را فراهم نموده است .در شکل ۶ (الف) نتایج شبیه‌سازی مشخصه IMD3 دو تقویت‌کننده طراحی‌شده در بخش قبلی با و بدون انجام خطی سازی با مدار پیشنهادشده نمایش داده شده است. همان‌طور که مشخص است رفتار این پارامتر در ناحیه اشباع شدید تقویت‌کننده‌ها به دلیل بریدگی سیگنال و اشباع خود ترانزیستور شبیه هم است ولی در توان‌های خروجی پائین تر تقویت‌کننده توان ۲ به دلیل داشتن OP1dB بالاتر، رفتار خطینگی بیشتری نسبت به تقویت‌کننده توان ۱ دارد. با اعمال خطی سازی شاهد بهبود این مشخصه در هر دو تقویت‌کننده توان در توان‌های خروجی مختلف هستیم. به‌عنوان‌مثال در تقویت‌کننده توان ۱ در توان خروجی ۴۰ dBm، ۳۶/۴ dBm و ۲۸ dBm به ترتیب ۶ dB، ۳۷ dB و ۲۷ dB و در تقویت‌کننده توان ۲ در توان‌های ۴۰ dBm، ۳۵ dBm و ۲۸ dBm به ترتیب ۷ dB، ۳۰ dB و ۱۱ dB بهبود رخ داده است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۶- نتایج شبیه‌سازی با و بدون خطی سازی تقویت‌کننده‌های طراحی‌شده ۱ و ۲ (الف) IMD3، (ب) بهره و (ج) AM-PM

جدول ۳- نسبت سطح دامنه و فاز سیگنال هارمونیک دوم به سیگنال هارمونیک اصلی حاصل از نتایج بهبود IMD3 (منحنی شکل ۶ (الف)) برای تقویت‌کننده ۱ و مقایسه با نتایج امکان‌سنجی جدول ۲

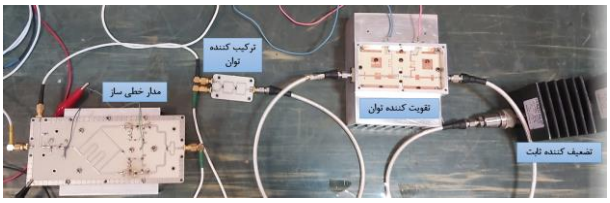
	IMD3 (dBc)		$\lvert P_{in}(f_0)\rvert / \lvert P_{in}(2f_0)\rvert$ (dBc)		$\angle P_{in}$ @ $2f_0$ (°)	
Pout (dBm)	امکان‌سنجی	پیاده‌سازی	امکان‌سنجی	پیاده‌سازی	امکان‌سنجی	پیاده‌سازی
۲۸	-۷۹	-۴۸	۶	۱۶	-۸۵	-۷۰
۳۲	-۷۷	-۴۴	۷/۳	۱۵	-۴۰	-۵۶
۳/۴۶	-۶۶	-۶۳	۸/۸	۱۰	-۶۷	-۶۴
۳۸	-۵۰	-۳۸/۵	۹/۵	۱۳	-۶۳	-۵۴
۳۹	-۳۷	-۲۸	۱۰/۵	۱۳/۵	-۵۱	-۴۴
۴۰	-۲۸	-۱۹	۱۱	۱۴/۳	-۲۵	-۱۸

همچنین به‌منظور بررسی اثر خطی ساز پیشنهادشده در کاهش اشباع نرم تقویت‌کننده‌های توان یا به‌عبارتی‌دیگر بررسی قابلیت آن‌ها در افزایش OP1dB، منحنی‌های بهره برحسب توان خروجی تقویت‌کننده‌ها با و بدون خطی سازی در شکل ۶ (ب) نمایش داده شده است. با توجه به این شکل، پارامتر OP1dB در تقویت‌کننده توان ۱ که دارای اشباع نرم شدیدتری است به‌اندازه ۶ dB و در تقویت‌کننده توان ۲ به‌اندازه ۱/۵ dB بهبود یافته است. درنهایت به‌منظور بررسی قابلیت مدار پیشنهادشده در بهبود مشخصه AM-PM تقویت‌کننده‌ها، در شکل ۶ (ج) نتایج شبیه‌سازی با و بدون خطی سازی نمایش داده شده است. همان‌طور که مشخص است با اعمال مدار پیشنهادشده در هر دو تقویت‌کننده توان دامنه تغییرات فاز نسبت به توان خروجی کاهش یافته است. مطابق با نتایج بهبود مشخصه IMD3 در شکل ۶ (الف)، به دلیل تأمین دامنه و فاز مناسب سیگنال هارمونیک دوم در بازه توانی ۳۴ تا ۳۶ dBm در تقویت‌کننده توان ۱، بهبود مشخصه AM-PM در این بازه خیلی بهتر از بقیه رنج‌های توانی است. بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که روش پیشنهادی قابلیت خطی سازی برای تقویت‌کننده‌های توان با مشخصه‌های اشباع مختلف را دارد و قابلیت بهبود پارامترهای خطینگی دامنه و فاز تقویت‌کننده توان را تنها از طریق تنظیم خازن‌های موجود در مدار تطبیق تقویت‌کننده زوج تفاضلی را ایجاد می‌کند.

در جدول ۳ نسبت سطح دامنه و فاز سیگنال هارمونیک دوم به سیگنال هارمونیک اصلی حاصل از نتایج بهبود IMD3 (منحنی شکل ۶ (الف)) برای تقویت‌کننده ۱ و نتایج امکان‌سنجی جدول ۲ مقایسه شده‌اند. در این بررسی فاز سیگنال اصلی صفر فرض شده است. همان‌طور که مشخص است به دلیل عدم دستیابی به سطح مطلوب در هارمونیک دوم در ورودی تقویت‌کننده توان، در عمل بهبود IMD3 حاصل از خطی سازی با نتایج شبیه‌سازی آزمون ۲-تن اختلاف دارد. به‌عنوان‌مثال، در توان خروجی ۲۸ dBm به دلیل اختلاف ۶ dB دامنه هارمونیک دوم و هارمونیک اصلی در شبیه‌سازی، بهبود IMD3 برابر ۴۷ dB است، درحالی‌که در عمل در خطی سازی انجام‌شده دامنه هارمونیک دوم ۱۶ dB پائین تر از هارمونیک اصلی بوده و لذا بهبود ۱۵ dB حاصل شده است. همان‌طور که از نتایج جدول ۳ قابل مشاهده است در توان‌های خیلی پایین به دلیل عدم تولید سیگنال هارمونیک دوم با دامنه و فاز مناسب نسبت به هارمونیک اصلی، اختلاف نتایج حاصل از امکان‌سنجی و پیاده‌سازی بیشتر است و در توان‌های متوسط این اختلاف کمتر شده است. دلیل این امر این است که اساساً تولید سیگنال هارمونیک دوم با دامنه و فاز مناسب برای عمل خطی سازی توسط خاصیت غیرخطی ترانزیستورهای بایاس شده در فرکانس اصلی موجود در زوج تفاضلی انجام می‌شود. بنابراین در توان‌های پائین تر به دلیل اینکه این ترانزیستورها دیگر در ناحیه غیرخطی نیستند لذا سیگنال هارمونیک دوم موردنیاز مطابق با نتایج امکان‌سنجی تولید نشده و میزان بهبود در پارامترهای خطی سازی کمتر خواهد بود. از طرفی در توان‌های متوسط به بالا عملکرد غیرخطی ترانزیستورهای شبکه تفاضلی منجر به تولید سیگنال هارمونیک دوم با دامنه و فاز مناسب شده و درنتیجه بهبودهای بیشتری اتفاق می‌افتد. در توان‌های اشباع زیاد نیز مشابه اکثر روش‌های خطی سازی، به دلیل بریدگی سیگنال بهبود زیادی حاصل نمی‌شود. لازم به ذکر است، به‌منظور جلوگیری از افت بیشتر راندمان ناشی از مصرف توان در بخش خطی ساز، از ترانزیستورهای توان پایین ATF511p8 استفاده شده است. بنابراین، نسبت سطح توان هارمونیک اصلی به هارمونیک دوم در مدار پیاده‌سازی شده با نتایج امکان‌سنجی اختلافی در حد ۱/۲ dB تا ۱۰ dB دارد. اگر از این افت راندمان اغماض شود، می‌توان از ترانزیستورهای توان بالا در مدار خطی ساز استفاده نمود تا بتوان سیگنال هارمونیک دوم با دامنه و فاز مناسب‌تر در رنج وسیعی از توان‌های خروجی ایجاد نمود و به بهبودهای بیشتری در IMD3 حتی در توان‌های خیلی پائین تر دست یافت.

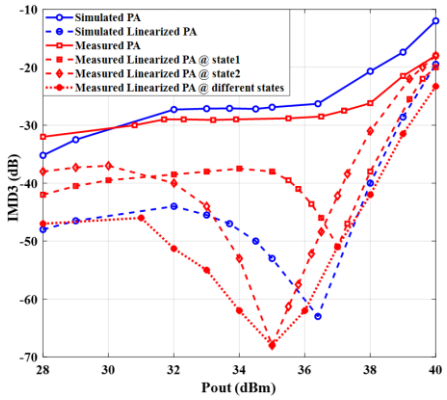
۴- نتایج اندازه‌گیری خطی سازی تقویت‌کننده توان GaN

برای ارزیابی عملکرد واقعی مدار خطی ساز طراحی‌شده، تقویت‌کننده توان ۱ بر روی زیر لایه Rogers 4003 با ضخامت ۰/۸ mm ساخته شده است. لازم به ذکر است که طراحی ۱ به دلیل اینکه رفتار اشباع نرم شدید GaNها را به‌طور واضح‌تری نشان می‌دهد جهت ساخت و اندازه‌گیری‌ها انتخاب شده است. در شکل ۷ تصویر این تقویت‌کننده توان به همراه مدار خطی ساز پیشنهادی نشان داده شده است. در شکل ۸، منحنی IMD3 اندازه‌گیری شده و شبیه‌سازی‌شده در فرکانس ۱/۵ GHz نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، تنها با تنظیم چهار خازن، می‌توان در رنج وسیعی از بک-آف‌های خروجی[6] (OBO) به بهبودهای مناسبی در خطی سازی تقویت‌کننده توان دست یافت. در این شکل منحنی‌های اندازه‌گیری شده برای تنظیم خازن‌ها در حالت‌های مختلف گزارش شده است. به‌عنوان نمونه در منحنی مربوط به state1 و state2 خازن‌ها طوری تنظیم شده‌اند که به ترتیب بهترین بهبود ممکن در توان خروجی ۳۷ dBm و ۳۵ dBm رخ دهد. در یک منحنی دیگر نیز تمامی بهبودهای ممکن توسط تنظیم خازن‌ها در توان‌های مختلف رسم شده‌اند.



شکل ۷- تصویر خطی سازی تقویت‌کننده توان ۱ با توان خروجی ۱۰ Watt با استفاده از مدار خطی ساز پیشنهادی

[6] Output Back-off

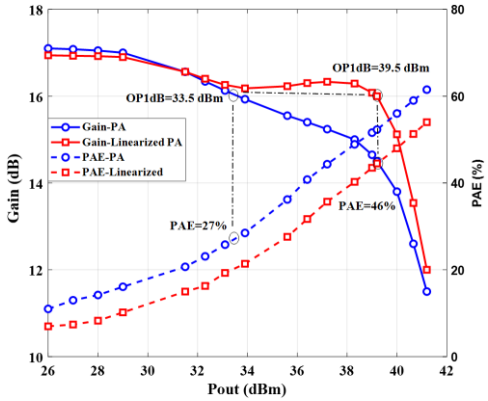


شکل ۸- منحنی IMD3 اندازه‌گیری شده تقویت‌کننده توان ۱ با و بدون خطی سازی در فرکانس ۱/۵ GHz و مقایسه با نتیجه شبیه‌سازی‌شده

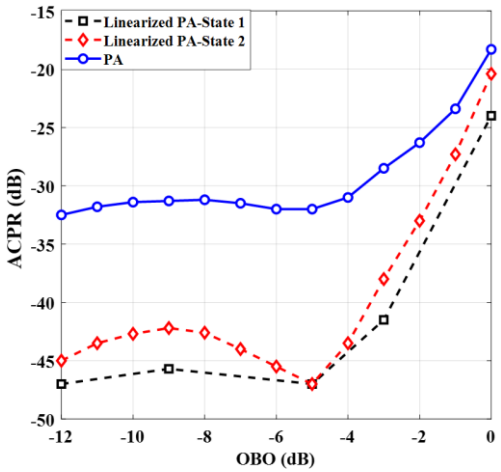
از این منحنی می‌توان به‌عنوان ماسک بهبود IMD3 استفاده کرد و مدار خطی ساز را توسط ورکتورهایی هوشمند کرد طوری که با تغییر توان خروجی مقادیر ظرفیت خازنی ورکتورها طبق جدول مقادیر متناظر با این ماسک تغییر کند تا مقدار بهبود بهینه در آن توان حاصل شود. همچنین دلیل تفاوت مشاهده شده در نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری بیشتر به‌دقت مدل غیرخطی ترانزیستور CGH40010F و مدل ATF511p8 مرتبط است. البته در کنار این موضوع می‌توان به مواردی از قبیل خطای اندازه‌گیری و اثرات پارازیتی عناصر مختلف استفاده شده در مدار نیز اشاره کرد.

با تنظیم خازن‌های شبکه تطبیق امپدانس علاوه بر بهبود IMD3، می توان پارامتر OP1dB تقویت‌کننده توان را نیز بهبود بخشید. نتایج اندازه‌گیری بهره و پارامتر PAE[7] برحسب توان خروجی تقویت‌کننده توان در شکل ۹ ارائه شده است. در این شکل نتایج بهره تقویت‌کننده بدون خطی سازی نیز برای مقایسه آورده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، پارامتر OP1dB تقویت‌کننده بدون مدار خطی ساز برابر ۳۳/۵ dBm است که حدود ۶/۵ dB از توان خروجی در نقطه اشباع ۳ dB پایین‌تر است. با اعمال خطی سازی پیشنهادی بر تقویت‌کننده موردمطالعه، پارامتر OP1dB حدود ۶ dB بهبودیافته است. بعلاوه، بازدهی تقویت‌کننده توان در این نقطه به ۴۶٪ افزایش یافته است. بنابراین، می‌توان گفت روش پیشنهادی مقاله علاوه بر بهبود پارامتر IMD3 تقویت‌کننده، پارامتر OP1dB و بازدهی آن را نیز بهبود بخشیده است.

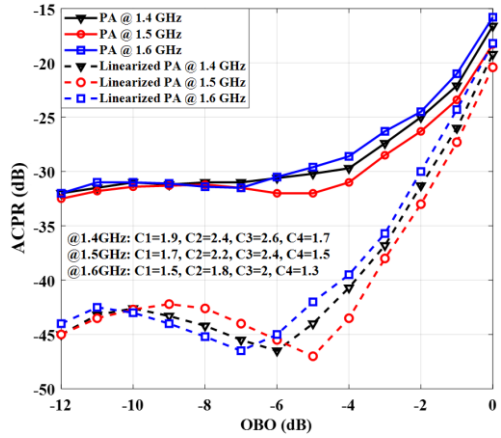
به‌منظور ارزیابی کامل روش خطی سازی پیشنهادی، نتایج اندازه‌گیری بهبود ACPR تقویت‌کننده توان برای سیگنال ورودی 64QAM-8MSPS با PAPR در حدود ۷/۵ dB در شکل ۱۰ گزارش شده است. با توجه به کاربرد سیگنال‌های با PAPR بالا در سیستم‌های مخابراتی مدرن، نمایش رفتار ACPR در بک-آف‌های خروجی مختلف ارزشمند است. بنابراین، در شکل ۱۰ (الف)، منحنی ACPR تقویت‌کننده توان قبل و بعد از خطی سازی به ازای بک- آف‌های مختلف در فرکانس ۱/۵ GHz گزارش شده است. مطابق نتایج اندازه‌گیری ارائه شده، در محل OP1dB تقویت‌کننده توان (یعنی OBO برابر ۶dB)، ACPR به‌اندازه ۱۴ dB بهبود یافته است. در این شکل پارامتر ACPR در دو حالت مختلف مدار خطی ساز ارائه شده است. در حالت اول مقدار خازن‌های متغیر، تنها در یک OBO (۶dB) بهینه شده است و برای سایر OBOها مقدار آن تغییر داده نشده است و در حالت دوم برای هر OBO مشخص‌شده در شکل، مقدار خازن‌ها برای دستیابی به بهترین میزان ACPR تنظیم شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود با تنظیم خازن‌ها به ازای سطوح مختلف توان خروجی می‌توان به ACPRهای بهتری دست یافت.



شکل ۹- نتایج اندازه‌گیری شده بهره و PAE تقویت‌کننده توان ۱ با و بدون خطی سازی در فرکانس ۱/۵ GHz.



(الف)



(ب)

شکل ۱۰- نتایج اندازه‌گیری بهبود ACPR تقویت‌کننده توان ۱ برای سیگنال ورودی 64QAM-8MSPS (الف) در فرکانس ۱/۵ GHz در دو تنظیم متفاوت (ب) در سه باند فرکانسی مختلف به ازای مقادیر خازن مختلف اشاره‌شده در شکل

[7] Power Added Efficiency

قابلیت تنظیم‌پذیری مدار خطی ساز با استفاده از خازن‌های تعبیه‌شده در تطبیق شبکه زوج تفاضلی و بهبود ACPR در باندهای فرکانسی مختلف در شکل ۱۰ (ب) نمایش داده شده است. از این قابلیت می‌توان در بازه‌های مختلف فرکانسی و رنج توان خروجی برای تنظیم اتوماتیک مدار استفاده نمود. بدین منظور همان‌طور که قبلاً اشاره شد می‌توان بجای تریمرها از خازن‌های ورکتور استفاده کرد و ولتاژ بایاس ورکتورها را با هدف بهینه نمودن IMD3 یا ACPR استخراج نمود و توسط یک میکروکنترلر مقادیر ولتاژهای ورکتورها را در هر فرکانس و توان تنظیم نمود.

در جدول ۴ عملکرد روش اشاره‌شده در بهبود مشخصه‌های تقویت‌کننده توان با تعدادی از خطی‌سازهای مرسوم آنالوگ مقایسه شده است. در کارهای انجام‌شده در مراجع [۸] و [۲۷] از روش تزریق هارمونیک دوم برای بهبود مشخصه IMD3 استفاده شده و گزارشی از اثر این روش در بهبود ACPR یک سیگنال مدوله شده یا افزایش توان در نقطه اشباع ۱-dB بیان نشده است. در مرجع [۸] با استفاده از تزریق هارمونیک دوم، IMD3 در بک-آف ۴ dB به‌اندازه ۲۳ dB و در مرجع [۲۷] در نقطه اشباع به‌اندازه ۱۰ dB بهبود داده شده است. این در حالی است که با توجه به نتایج اندازه‌گیری گزارش‌شده در شکل ۷، با روش پیشنهادشده بهبود ۳۲ dB در بک-آف ۴ dB قابل‌دستیابی است. همان‌طور که مشخص است در نقطه اشباع ۱-dB، میزان بهبود ACPR، سطح توان خروجی و بازده روش پیشنهادشده از بقیه کارها بیشتر است. لذا در کنار نتایج برجسته روش پیشنهادی، خاصیت تنظیم‌پذیری در پهنای باند فرکانسی وسیع، سادگی مدار خطی ساز و ارزان بودن آن از ویژگی‌های مهم این رویکرد است.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش مداری برای خطی سازی تقویت‌کننده توان GaN بر مبنای تزریق هارمونیک دوم از مسیر پیش خورد به ورودی پیشنهاد شد. با استفاده از نتایج شبیه‌سازی نشان داده شد که مدار پیشنهادی قابلیت بهبود مشخصه‌های IMD3، OP1dB و AM-PM تقویت‌کننده توان GaN با هر نوع مشخصه اشباعی را دارد. مدار خطی ساز پیشنهادی که یک مدار باقابلیت تنظیم‌پذیری برای فرکانس‌ها و توان‌های مختلف است، طراحی و ساخته شد و برای خطی سازی به یک نمونه تقویت‌کننده کلاس AB با توان ۱۰ Watt اعمال شد. نتایج اندازه‌گیری نشان داد که مدار خطی ساز پیشنهادی پارامترهای خطینگی تقویت‌کننده توان ازجمله IMD3، OP1dB، ACPR و غیره را بهبود بخشید. به‌عنوان‌مثال، نقطه OP1dB به میزان ۶ dB بهبود داده شد. همچنین، در نتایج اندازه‌گیری ۲-تن در فرکانس مرکزی ۱/۵ GHz و بافاصله فرکانسی ۱۰ MHz، با تنظیم خازن‌ها در OBOهای ۳ dB، ۵ dB و ۷ dB، می‌توان به ترتیب به بهبودهای IMD3 به میزان ۱۳ dB، ۴۰ dB و ۱۷ dB رسید. توانایی روش پیشنهادی با اندازه‌گیری ACPR تقویت‌کننده توان تحریک‌شده با یک سیگنال مدوله‌شده 8-MSPS 64-QAM نیز موردبررسی قرار گرفت و ACPR در نقطه OP1dB با روش پیشنهادی ۱۲ dB بهبود یافت. در کنار نتایج برجسته روش پیشنهادی در خطی سازی پارامترهای خطینگی دامنه و فاز تقویت‌کننده توان، خاصیت تنظیم‌پذیری در پهنای باند فرکانسی وسیع، سادگی مدار خطی ساز سه پورتی و ارزان بودن از مزایای روش ارائه‌شده در مقاله است.

جدول ۴- مقایسه عملکرد روش پیشنهادی با روش‌های آنالوگ دیگر در خطی‌سازی تقویت‌کننده‌های GaN

مراجع	روش خطی‌سازی	فرکانس مرکزی (GHz)	تست با سیگنال تک-تن			تست با سیگنال مدوله‌شده	
			توان اشباع (dBm)	مشخصات نقطه اشباع ۱-dB		پهنای باند (MHz)- PAPR (dB)	بهبود ACPR (dB) @ بک-آف
				OP1dB (dBm)	PAE (%)		
[۲۳]	دوهرتی	۲/۱۴	۴۳	۳۸	۴۵	۱۰-۸/۶	۷ @ ۷/۵ dB
[۲۴]	تقویت‌کننده	۰/۸۵	۳۸	۳۵	-	۱۵-۸/۴	۱۳ @ ۸/۵ dB
[۲۵]	پیش اعوجاج آنالوگ	۳/۵	۴۱/۵	-	-	۵-۷	۱۱ @ ۶ dB
[۲۶]	FET موازی شده	۳	۴۰/۵	۳۸	۵۶	۲۰--	۸ @ ۶ dB
[۸]	تزریق هارمونیک دوم	۲/۴۵	۳۷	۳۶	۷۵	-	-
[۲۷]	تزریق هارمونیک دوم	۲/۳	۴۱/۵	۳۸	۶۰	-	-
[۱۶]	تزریق هارمونیک دوم (پس‌خورد)	۱/۵	۴۰/۸	۳۷/۵	۴۲	۸-۷/۵	۱۵ @ ۴ dB ۱۲ @ ۶ dB
روش پیشنهادی	تزریق هارمونیک دوم (پیش خورد)	۱/۵	۴۱/۱	۳۹/۵	۴۶	۸-۷/۵	۱۲ @ ۴ dB ۱۵ @ ۵ dB

مراجع

[1] R. S. Pengelly et al., "A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 6, pp. 1764-1783, Jun 2012.

[2] U. K. Mishra, L. Shen, T. E. Kazior, and Y.-F. Wu., "GaN-Based RF Power Devices and Amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory &Tech., vol. 96, no. 2, pp. 287-305, Feb. 2008.

[3] R. S. Pengelly et al., "A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 6, pp. 1764-1783, Jun 2012.

[4] G. Longobardi, "GaN for power devices: Benefits applications and normally-off technologies," Semiconductor Conference (CAS) 2017 International, pp. 11-18, 2017.

[5] J. C. Pedro, L. C. Nunes, and P. M. Cabral, ''Soft compression and the origins of nonlinear behavior of GaN HEMTs,'' in Proc. 44th Eur. Microw. Conf., Rome, Italy, Oct. 2014, pp. 353–356.

[6] Pedro M. Tomé, Filipe M. Barradas, Telmo R. Cunha, José Carlos Pedro, "Hybrid Analog/Digital Linearization of GaN HEMT-Based Power Amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 67, no. 1, pp. 288 - 294, Dec. 2018.

[7] Y. Hu, S. Boumaiza, “Power-scalable wideband linearization of power amplifiers, ” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 64, no. 5, pp. 1456-1464, May 2016.
[8] A. Dani, M. Roberg, and Z. Popovic, “PA efficiency and linearity enhancement using external harmonic injection,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 12, pp. 4097–4106, Dec. 2012.
[9] Mohammad Darwish, Anh-Vu Pham, " Development of a Parallel-FET Linearization Technique for High Efficiency GaN Power Amplifiers," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 27, no. 2, pp. 183-185, Feb. 2017.
[10] Q. Cai, W. Che, K. Ma, M. Zhang, "A simplified transistor-based analog predistorter for a GaN power amplifier", IEEE Trans. Circuits Syst. II Exp. Briefs, vol. 65, no. 3, pp. 326-330, Mar. 2018.
[11] Y. Liu, W. Pan, S. Shao, Y. Tang, “A new digital predistortion for wideband power amplifiers with constrained feedback bandwidth," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 23, no. 12, pp. 683-685, Dec. 2013.
[12] S. Jin, B. Park, K. Moon, M. Kwon, and B. Kim, “Linearization of CMOS cascode power amplifiers through adaptive bias control,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 61, no. 12, pp. 4534 – 4543, Dec. 2013.
[13] F. Abbasnezhad, M. Tayarani, A. Abrishamifar and V. Nayyeri, "A Simple and Adjustable Technique for Effective Linearization of Power Amplifiers Using Harmonic Injection," in IEEE Access, vol. 9, pp. 37287-37296, 2021.
[14] C. S. Aitchison, M. Mbabele, M. R. Moazzam, D. Budimir and F. Ali, "Improvement of third-order intermodulation product of RF and microwave amplifiers by injection," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no. 6, pp. 1148-1154, June 2001.
[15] S. Kusunoki, K. Kawakami and T. Hatsugai, "Load-impedance and bias-network dependence of power amplifier with second harmonic injection," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 9, pp. 2169-2176, Sept. 2004.
[۱۶] فرهاد عباس نژاد، مجید طیرانی، وحید نیری، احسان جوهری سلماسی، «طرح جدید مولد سیگنال هارمونیک دو با کاربرد در خطی سازی تقویت‌کننده‌های توان»، فصل‌نامه علمی دریافنون، دوره ۸، شماره ۳، صفحات ۱-۱۰، ۱۴۰۰.
[17] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications (Microway Library). Norwood, MA, USA: Artech House, 2006.
[18] Kistchinsky A. Ultra-Wideband GaN Power Amplifiers-From Innovative Technology to Standart Products, Rijeka, Croatia: InTech, Open Access Publisher; 2011.
[19] PathWave Advanced Design System (ADS), Keysight.
[20] Available online at: https://www.wolfspeed.com/cgh40010
[۲۱] ناصر ناصری، زهرا قطان کاشانی، «تقسیم‌کننده‌ی توان فراپهن‌باند کوچک با کم‌ترین خطای دامنه و بیشترین جداسازی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۵۰، شماره ۴، صفحات ۱۸۶۵-۱۸۷۲، ۱۳۹۹.
[۲۲] زهرا زین‌الدینی، ذاکرحسین فیروزه، رضا بهادری‌نژاد، «نحوه طراحی و ساخت یک تقویت‌کننده متوازن کم‌نویز مبتنی بر ترانزیستور HJFET در باند فرکانسی GHz ۹-۱۱»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۱، صفحات ۹۳-۱۰۵، ۱۳۹۶.
[23] W. Hallberg, M. Ozen, D. Gustafsson, K. Buisman, and C. Fager, “A Doherty power ¨ amplifier design method for improved efficiency and linearity,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 64, pp. 4491-4504, Dec 2016.
[24] Y. Hu and S. Boumaiza, ‘‘Power-scalable wideband linearization of power amplifiers,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 64, no. 5, pp. 1456–1464, May 2016.
[25] P. Hao, S. He, F. You, W. Shi, J. Peng, and C. Li, ‘‘Independently tunable linearizer based on characteristic self-compensation of amplitude and phase,” IEEE Access, vol. 7, pp. 13188–131200, 2019.
[26] Mohammad Darwish, Anh-Vu Pham, “Developement of a Parallel-FET Linearization Technique for High Efficiency GaN Power Amplifiers,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 27, no. 2, pp. 183-185, Feb. 2017.
[27] S. Rahimizadeh, T. Cappello, and Z. Popovic, ‘‘An efficient linear power amplifier with 2nd harmonic injection,” in Proc. IEEE Topical Conf. RF/Microw. Power Modeling Radio Wireless Appl. (PAWR), Jan. 2019, pp