

تقویت کننده توان دوهرتی کلاس F با محدوده بازده-بالای افزایش یافته

کیوان احمدی^۱، مسعود دوستی^۲، شهروز اسدی^۳

^۱دانشجوی دکتری مهندسی برق (الکترونیک)، دانشگاه آزاد اسلامی واحد اراک

^۲دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران (m_dousti@srbiau.ac.ir)

^۳استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شهیدبهشتی

چکیده

در این مقاله روش جدیدی برای دست یابی به محدوده بازده-بالای وسیع در تقویت کننده دوهرتی ارائه شده است. این تقویت کننده دوهرتی تنها از یک تقویت کننده اصلی و یک تقویت کننده کمکی استفاده می کند. به منظور افزایش محدوده بازده-بالای این تقویت کننده، دو ترانزیستور ناهمسان با تطبیق هارمونیک تقویت کننده کلاس F با ساختار بار ترکیبی مختلط به عنوان تقویت کننده های اصلی و کمکی به کار گرفته شده اند. برای تأیید طرح ارائه شده، یک تقویت کننده توان دوهرتی با محدوده دینامیکی ۱۲ dB برای کاربرد WCDMA طراحی و ساخته شده است. نتایج اندازه گیری سیگنال بزرگ، بهره توان در حدود ۱۰/۹ dB با بازدهی درین در حدود ۶۶٪ در محدوده بازده-بالای خروجی ۱۲ dB را نشان می دهد. ارزیابی سیگنال دوفرکانسه نشان می دهد که اعوجاج مدولاسیون داخلی مرتبه سوم کمتر از ۲۱/۵ dB- است. همچنین، اندازه گیری موج مدوله شده بازدهی متوسط درین ۵۶/۵٪ را نشان می دهد و نرخ توان نشستی کانال مجاور در توان خروجی ۳۱/۵ dBm در حدود ۲۶ dBc- است.

کلیدواژه

تقویت کننده دوهرتی، تقویت کننده دوهرتی کلاس F، تقویت کننده کلاس F با بار ترکیبی مختلط.

مقدمه

می شود تا بازدهی متوسط تقویت کننده در تقویت سیگنال های مخابراتی فوق بسیار کم باشد.

به منظور افزایش محدوده بازده-بالای تقویت کننده ها ساختارهای مختلفی ارائه شده اند که از آن جمله می توان به: مدولاسیون بایاس، دنبال کننده پوش^۱، Out-Phasing و همچنین تقویت کننده دوهرتی اشاره کرد (به محدوده بازده-بالای تقویت کننده دوهرتی، ناحیه Back-off خروجی^۲ یا OBO نیز گفته می شود) [۳-۵]. ساختار دوهرتی به دلیل دارا بودن مزایایی همچون سادگی مدار و پیاده سازی آسان، بسیار پرکاربرد است [۶-۸]. برای بررسی ساختار این تقویت کننده، مراجع مختلفی مورد مطالعه و بررسی قرار گرفته اند که از آن میان می توان به [۴]، [۹] و [۱۰] اشاره کرد. روند اصلی تحقیقاتی که در افزایش محدوده بازده-بالای بالاتر از ۱۰ dB ارائه شده اند، ساختارهای دوهرتی چند-طبقه^۳ و چند-راهه^۴ هستند. این ساختارها می توانند بازدهی متوسط بالایی را در تقویت سیگنال های مخابراتی با PAPR بالا ارائه نمایند [۴، ۱۱، ۱۲]. ایراد اساسی این روش ها استفاده از حداقل ۳ قطعه فعال در هر یک از این تقویت کننده ها است و این باعث افزایش هزینه ساخت

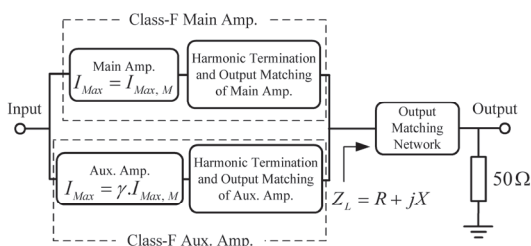
برای افزایش نرخ انتقال داده در مخابرات بی سیم از مدولاسیون دیجیتال با طرح مدولاسیون مرتبه بالا^۱ استفاده می شود. استانداردهای مخابراتی WCDMA^۲، WiMAX^۳، LTE^۴ و سیستم های مخابراتی همراه نسل جدید، مجبورند تا از تقویت کننده های توان مناسب برای تقویت چنین سیگنال هایی استفاده کنند [۱، ۲]. مشکل اصلی در تقویت این سیگنال ها، نسبت توان قله به میانگین (PAPR)^۵ آن ها است که مقدار بالایی (در حدود ۸ dB و بیشتر) دارد؛ بنابراین برای دستیابی به بازدهی بالا در تقویت این سیگنال ها، لازم است تا تقویت کننده مورد نظر در Back-Off (توان های کمتر از توان حداکثر) خود بازدهی بالایی داشته باشد. در نتیجه، هیچ یک از تقویت کننده های کلاسیک و سویچ شونده^۶ (شامل تقویت کننده های کلاس A، B، C، E، F و ...) برای این کار مناسب نیستند؛ زیرا همه این تقویت کننده ها فقط در توان های بالای خروجی خود (نزدیک نقطه اشباع) بازدهی مناسبی دارند و در Back-Off آن ها، بازده به شدت افت می کند و این باعث

^۱ Envelope-Tracking
^۲ Output Back-Off
^۳ Multi-Stage
^۴ Multi-Way

^۱ High-Order Modulation Scheme
^۲ Wideband Code Division Multiple Access
^۳ Worldwide Interoperability for Microwave Access
^۴ Long-Term Evolution
^۵ Peak To Average Power Ratio
^۶ Switching

طراحی و شبیه‌سازی

در روش CCL ناهمسان که در [۱۴] شرح داده شده است، دو ترانزیستور ناهمسان به‌عنوان تقویت‌کننده‌های اصلی و کمکی به‌کار گرفته شده‌اند. امیدانس دیده شده از سوی درین ترانزیستورها در هارمونیک دوم و سوم در حدود صفر در نظر گرفته شده است. این امر باعث خطی بودن تقویت‌کننده می‌شود ولی بازدهی تقویت‌کننده را کاهش می‌دهد. با توجه به امکان استفاده از تطبیق هارمونیک کلاس F در تقویت‌کننده کمکی که بایاس آن در کلاس C انجام شده است [۱۵]، به‌منظور افزایش بازدهی تقویت‌کننده در محدوده توان پایین و توان بالا، از ساختار هارمونیک کلاس F در هر دو تقویت‌کننده اصلی و کمکی استفاده شده است. شکل ۱ ساختار ارائه شده را نشان می‌دهد.



شکل ۱. طرح ساده شده تقویت‌کننده دوهرتی ارائه شده

به‌منظور تأیید معماری ارائه شده، یک تقویت‌کننده دوهرتی کلاس F با محدوده بازده-بالای ۱۲ dB با استفاده از مدل سیگنال بزرگ ترانزیستور CGH40006P به‌عنوان تقویت‌کننده اصلی و ترانزیستور CGH40010F به‌عنوان تقویت‌کننده کمکی ساخت شرکت Cree طراحی و شبیه‌سازی شده است. این تقویت‌کننده در فرکانس ۲/۱۴ GHz کار می‌کند و توان خروجی اشباع آن در حدود ۴۳/۵ dBm می‌باشد. شرایط بایاس به‌طوری است که تقویت‌کننده اصلی در کلاس F و تقویت‌کننده کمکی در کلاس C کار می‌کند.

به‌منظور عملکرد صحیح یک تقویت‌کننده کلاس F نوعی در حالت ایده‌آل، امیدانس بار دیده شده از درین ترانزیستورها به سمت خروجی تقویت‌کننده عبارت است از:

$$Z_d = \begin{cases} Z_{d, fund.} & f_0 \\ \infty & (2n+1)f_0 \\ 0 & 2nf_0 \end{cases} \quad (1)$$

که در آن Z_d بار بهینه دیده شده از درین و n عدد مثبتی است که مرتبه هارمونیک را نشان می‌دهد. برای ساده‌سازی طراحی و پیاده‌سازی مدارهای تطبیق هارمونیک‌های خروجی تقویت‌کننده‌های کلاس F، از هارمونیک‌های چهارم به بعد

تقویت‌کننده، پیچیده‌تر شدن ساختار و افزایش احتمال خرابی و هزینه تعمیر و نگهداری تقویت‌کننده می‌شود. یک روش مناسب‌تر برای افزایش محدوده بازده-بالای تقویت‌کننده دوهرتی که تنها از دو قطعه فعال همسان استفاده می‌کند، روش بار ترکیبی مختلط (CCL) می‌باشد که در [۱۳] ارائه شده است. تفاوت اصلی بین این روش و ساختار دوهرتی کلاسیک، امیدانس دیده شده در گره خروجی تقویت‌کننده است که این امیدانس در روش CCL، یک امیدانس مختلط می‌باشد ولی در تقویت‌کننده دوهرتی کلاسیک (که یک تقویت‌کننده با بار ترکیبی مقاومتی^{۱۱} است)، یک امیدانس حقیقی محض است. این روش با حداقل ادوات فعال، محدوده بازده-بالای تقویت‌کننده دوهرتی را افزایش داده و این منجر به افزایش بازده در تقویت سیگنال‌های مدوله شده با PAPR بالا خواهد شد. در این روش، یک پارامتر کلیدی (به نام x_n) وجود دارد که با افزایش آن می‌توان محدوده بازده-بالا را افزایش داد. متأسفانه مقدار این پارامتر کلیدی نمی‌تواند از ۳ بیشتر باشد، چون پیاده‌سازی مدار پیچیده خواهد شد [۱۳]. برای غلبه بر این محدودیت، [۱۴] از ادوات ناهمسان (بایاس شده در کلاس AB-C) در ساختار بار ترکیبی مختلط استفاده کرده است. این روش نتیجه مناسبی برای دستیابی محدوده بازده-بالای تقویت‌کننده دوهرتی را نشان می‌دهد.

در این مقاله، یک تقویت‌کننده دوهرتی با بازدهی بالا بر اساس روش CCL ارائه شده است. در این تقویت‌کننده که در آن از ساختار بار ترکیبی مختلط استفاده شده، تطبیق هارمونیک کلاس F به دو ترانزیستور ناهمسان به‌کار گرفته شده در تقویت‌کننده‌های اصلی و کمکی، اعمال شده است. در مقایسه با روش‌های دیگر، به دلیل بازدهی مناسب تقویت‌کننده کلاس F، بازدهی تقویت‌کننده دوهرتی حاصل، هم در توان‌های پایین و هم در توان‌های بالا بهبود یافته است. نکته مهم این است که این تقویت‌کننده دوهرتی، فقط از یک تقویت‌کننده اصلی و یک تقویت‌کننده کمکی و مجموعاً از دو ترانزیستور (که همان حداقل تعداد ادوات فعال در تقویت‌کننده دوهرتی کلاسیک است) استفاده می‌نماید. در بخش اول این مقاله، مقدمه‌ای بر اهمیت و همچنین ساختار تقویت‌کننده‌های توان دوهرتی با محدوده بازده-بالای افزایش یافته و کاربرد آن‌ها ارائه شده است. طراحی و شبیه‌سازی تقویت‌کننده کلاس F با محدوده بازده-بالای افزایش یافته در بخش دوم ارائه شده و نتایج اندازه‌گیری آن در بخش سوم آمده است. در انتها، نتیجه‌گیری مقاله بیان شده است.

^{۱۱} Resistive Combining Load (RCL)

^{۱۱} Complex Combining Load (CCL)

پایه‌سازی ساده‌تر و مناسب بودن ابعاد مدار و همچنین کم بودن تلفات، بخش حقیقی امپدانس دیده شده گره بار ترکیبی مختلط، R در حدود 16Ω در نظر گرفته شده است. با توجه به تئوری ارائه شده در [۱۳] و [۱۴]، برای محاسبه x_n و α ، از یک دسته معادلات غیرخطی حاکم بر ساختار تقویت‌کننده دوهرتی CCL استفاده شده است. در [۱۴]، برای سادگی محاسبه این دو پارامتر، روابط ریاضی لازم ارائه شده که با تقریب خوبی این دو پارامتر را به دست می‌دهد. با توجه به این‌که در این مقاله قرار است از ساختار کلاس F استفاده شود، پس لازم است تا روابط ارائه شده در [۱۴] برای جریان بایاس مناسب کلاس F (بایاس کلاس AB عمیق یا نزدیک به کلاس B) بازنویسی شوند. بنابراین برای محاسبه x_n و γ برای جریان بایاس مناسب، لازم است تا روابط جدید برای محاسبه $OBO(\gamma, x_n)$ و $\alpha(\gamma, x_n)$ ارائه شود. بدین منظور با استفاده از روابط ارائه شده در [۱۴]، مقادیر OBO و α به ازای $1 < \gamma < 2/1$ و $0 < x_n < 3/5$ برای جریان بایاس تقویت‌کننده اصلی $I_{qM} = 0.12 I_{Max}$ محاسبه شدند. برای سهولت در استفاده از مقادیر محاسبه شده، با استفاده از نرم‌افزار MATLAB، روابط جدید $OBO(\gamma, x_n)$ و $\alpha(\gamma, x_n)$ (به ازای مقادیر $1 < \gamma < 2/1$ و $0 < x_n < 3/5$) عبارت‌اند از:

$$OBO(\gamma, x_n) = -0.1567 + 5.711\gamma - 2.308x_n - 0.7833\gamma^2 + 3.131\gamma x_n + 2.106x_n^2 + 0.04571\gamma^3 - 1.279\gamma^2 x_n + 0.05389\gamma x_n^2 - 0.6641x_n^3 - 0.118\gamma^4 + 0.1872\gamma^3 x_n + 0.02885\gamma^2 x_n^2 - 0.04484\gamma x_n^3 + 0.07756x_n^4 \quad (2)$$

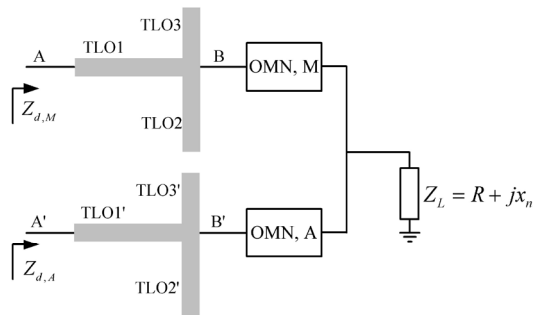
$$\alpha(\gamma, x_n) = -0.1062 + 0.8015\gamma - 0.1352x_n + 0.04172\gamma^2 + 0.1535\gamma x_n + 0.138x_n^2 - 0.02869\gamma^2 x_n - 0.02714\gamma x_n^2 - 0.04866x_n^3 + 0.004435\gamma^2 x_n^2 + 0.0004238\gamma x_n^3 + 0.006025x_n^4 \quad (3)$$

بنابراین، برای محدوده بازده-بالای ۱۲ dB، مقدار x_n برابر با ۲/۱۹ و مقدار γ (نسبت جریان حداکثر درین ترانزیستور به کار رفته در تقویت‌کننده کمکی به جریان حداکثر درین ترانزیستور به کار رفته در تقویت‌کننده اصلی) برابر با ۱/۵ است.

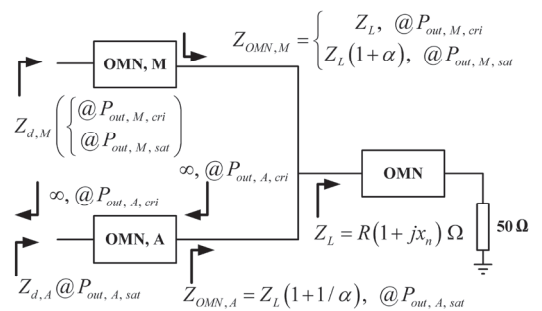
به منظور افزایش پایداری هر دو تقویت‌کننده اصلی و کمکی، از یک ترکیب RC موازی در گیت ترانزیستورها استفاده شده است.

برای یافتن امپدانس بهینه درین ترانزیستورهای به کار رفته در تقویت‌کننده اصلی و کمکی از شبیه‌سازی کشش-بار^{۱۴} استفاده شده است؛ این شبیه‌سازی برای دستیابی به توان خروجی برابر با ۳۱/۵ dBm در نقطه شکست (اولین نقطه حداکثر در منحنی بازدهی تقویت‌کننده دوهرتی) و نقطه اشباع ۴۳/۵ dBm انجام شده است. شکل ۴ مدار طراحی شده تقویت‌کننده دوهرتی CCL

صرف‌نظر شده است. برای تطبیق امپدانس بار به امپدانس درین در هارمونیک اصلی، دوم و سوم هر دو تقویت‌کننده اصلی و کمکی، از مدار نشان داده شده در شکل ۲ استفاده شده است. خطوط انتقال TLO2 و TLO2' در فرکانس برابر با دو برابر فرکانس اصلی، خط انتقال ۹۰° هستند و گره B و B' را اتصال کوتاه می‌کنند. همچنین خطوط انتقال TLO3 و TLO3' در فرکانس برابر با سه برابر فرکانس اصلی، خط انتقال ۹۰° هستند و گره B و B' را اتصال کوتاه می‌کنند. در پایان، TLO1 و TLO1' که در فرکانس اصلی خط انتقال ۹۰° است، اتصال کوتاه گره B و B' را به مدار باز در گره A و A' برای فرکانس برابر با سه برابر هارمونیک پایه تبدیل می‌کند؛ همچنین برای تطبیق امپدانس درین ترانزیستورهای تقویت‌کننده اصلی و کمکی به ترتیب از شبکه تطبیق خروجی^{۱۳} تقویت‌کننده اصلی (OMN, M) و کمکی (OMN, A) استفاده شده است. بر اساس تئوری ارائه شده در [۱۳]، این مدارهای تطبیق مطابق با مدار نشان داده شده در شکل ۳ طراحی شده‌اند.



شکل ۲. مدارهای تطبیق هارمونیک و تطبیق امپدانس



شکل ۳. مدار تطبیق امپدانس تقویت‌کننده دوهرتی با بار ترکیبی مختلط

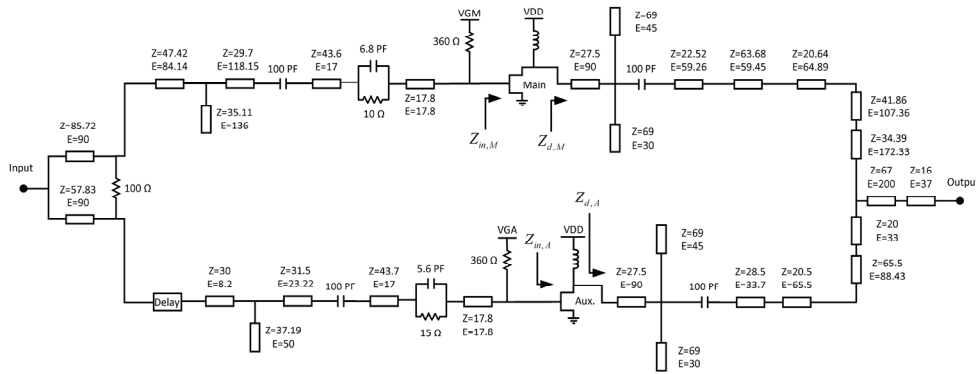
برای طراحی این مدار، ابتدا لازم است مقدار امپدانس مختلط دیده شده از گره خروجی مدار، Z_L محاسبه شود. مقدار Z_L براساس محدوده بازده-بالای خواسته شده با انتخاب مقدار x_n (نسبت بخش موهومی به بخش حقیقی امپدانس Z_L) و R (بخش حقیقی امپدانس Z_L)، قابل محاسبه است ($Z_L = R(1 + jx_n)$). برای

^{۱۴} Load-Pull

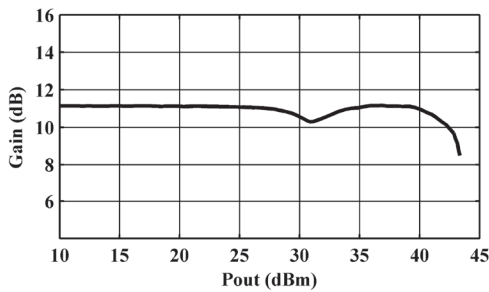
^{۱۳} Output Matching Network (OMN)

شبیه سازی کشش-بار به دست آمده اند، در جدول ۱ ارائه شده است.

با معماری کلاس F را نشان می دهد. مقادیر بایاس و بارهای خروجی و ورودی بهینه ترانزیستورهای اصلی و کمکی که از



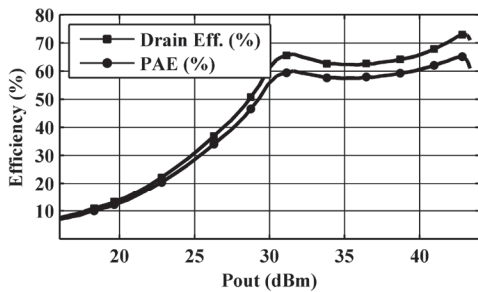
شکل ۴. مدار شماتیک تقویت کننده دوهرتی طراحی شده



شکل ۵. نتیجه شبیه سازی منحنی بهره توان برحسب توان خروجی

مدار طراحی شده توسط نرم افزار ADS شبیه سازی شده و منحنی بهره توان و بازدهی تقویت کننده دوهرتی نسبت به توان خروجی به ترتیب در شکل های ۵ و ۶ نشان داده شده است.

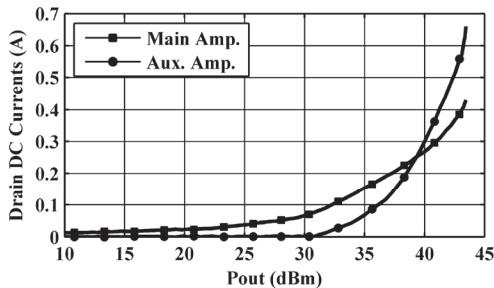
شکل ۷ جریان های DC تقویت کننده های اصلی و کمکی را نشان می دهد. نتایج شبیه سازی بازدهی بالا و افزایش محدوده OBO را با استفاده از ساختار ارائه شده CCL ناهمسان کلاس F نشان می دهد.



شکل ۶. نتیجه شبیه سازی منحنی بازده درین و بازده اضافه شده برحسب توان خروجی

جدول ۱. خلاصه نتایج شبیه سازی کشش-بار

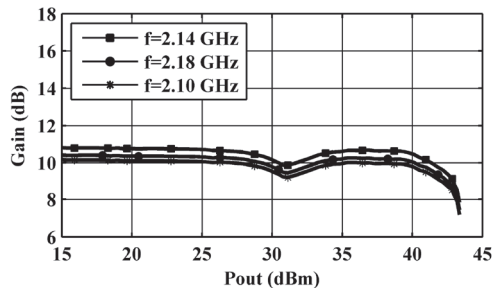
پارامترها	مقادیر	ترانزیستور
DC Bias Current	۶ mA	تقویت کننده اصلی
DC Gate Voltage (V_{GM})	-۳/۲۳ V	
DC Drain Voltage (V_{DD})	۲۸ V	
$Z_{d,M} @ f_0$	$۱۴ + j۴۷/۵ \Omega$ (@ $P_{out,M,cr1} = ۳۱/۵$ dBm)	
$Z_{d,M} @ ۲f_0$	اتصال کوتاه	
$Z_{d,M} @ ۳f_0$	مدار باز	
$Z_{in,M} @ f_0$	$۲ - j۰/۸ \Omega$	تقویت کننده کمکی
DC Gate Voltage (V_{GA})	-۵/۵ V	
DC Drain Voltage (V_{DD})	۲۸ V	
$Z_{d,A} @ f_0$	$۵۵ + j۳۵ \Omega$ (@ $P_{out,A,sat} = ۴۱/۷$ dBm)	
$Z_{d,A} @ ۲f_0$	اتصال کوتاه	
$Z_{d,A} @ ۳f_0$	مدار باز	
$Z_{in,A} @ f_0$	$۳/۲۲ - j۴ \Omega$	



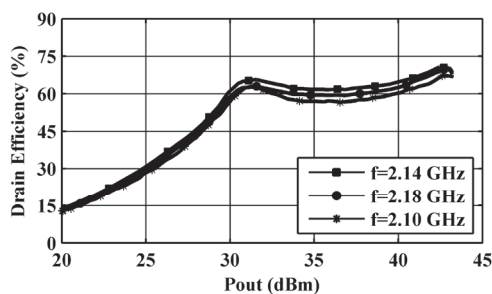
شکل ۷. نتیجه شبیه سازی جریان DC درین ترانزیستورهای تقویت کننده اصلی و کمکی

آزمون سیگنال پیوسته

در شکل‌های ۹ و ۱۰ بهره توان و بازدهی تقویت‌کننده ساخته شده به‌عنوان تابعی از توان خروجی در فرکانس‌های کاری مختلف رسم شده است. در شکل ۹ مشاهده می‌شود که بهره توان تقویت‌کننده دوهرتی در حدود ۱۰/۹ dB است. شکل ۱۰ نشان می‌دهد که نقطه اشباع تقویت‌کننده اصلی (اولین نقطه حداکثر در منحنی بازده تقویت‌کننده دوهرتی) در توان خروجی ۳۱/۵ dBm اتفاق می‌افتد و توان اشباع خروجی تقویت‌کننده دوهرتی در حدود ۴۳/۵ dBm است (OBO=۱۲ dB). جریان‌های DC درین تقویت‌کننده‌های اصلی و کمکی در شکل ۱۱ رسم شده‌اند. مشاهده می‌شود جریان DC تقویت‌کننده کمکی در توان‌های پایین صفر است؛ زیرا تقویت‌کننده کمکی در کلاس C بایاس شده است. در نقطه شکست که تقویت‌کننده کمکی شروع به روشن شدن می‌کند، جریان DC آن افزایش پیدا کرده و در نقطه اشباع تقویت‌کننده به حداکثر خود می‌رسد.



شکل ۹. نتیجه اندازه‌گیری منحنی بهره توان برحسب توان خروجی به ازای فرکانس‌های مختلف

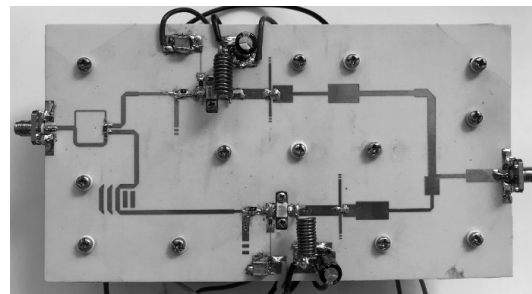


شکل ۱۰. نتیجه اندازه‌گیری منحنی بازده درین برحسب توان خروجی

نتایج اندازه‌گیری

به‌منظور تأیید طراحی و شبیه‌سازی انجام شده، تقویت‌کننده دوهرتی ارائه شده بر روی زیرلایه RO4003 (با ضخامت دی‌الکتریک ۰/۸۱۳ میلی‌متر و ضریب نفوذپذیری مغناطیسی ۳/۵۵) پیاده‌سازی شده است. شکل ۸ نمای بالایی تقویت‌کننده ساخته شده را نشان می‌دهد. ولتاژها و جریان‌های بایاس در جدول ۲ ارائه شده‌اند.

برای دستیابی به حداکثر توان خروجی هر دو ترانزیستور در نقطه اشباع تقویت‌کننده دوهرتی، نسبت تقسیم توان ورودی در تقسیم‌کننده توان حدود ۰/۶ در نظر گرفته شده است (حدود ۶۰٪ از توان ورودی به تقویت‌کننده کمکی و ۴۰٪ آن به تقویت‌کننده اصلی تحویل داده می‌شود).

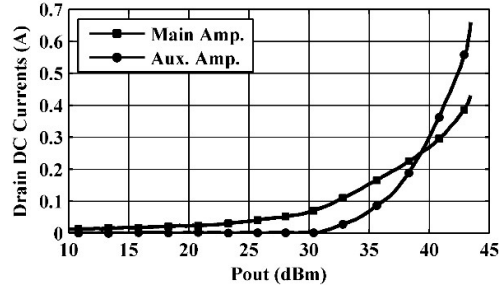


شکل ۸. نمای بالایی مدار پیاده‌سازی شده

جدول ۲. خلاصه نتایج محاسبات، شبیه‌سازی و اندازه‌گیری

نتایج محاسبات پارامترها	
x_n	۲/۱۹
γ	۱/۵
α	۱/۴
OBO	۱۲ dB
نتایج شبیه‌سازی	
Power Gain	۱۱/۲ dB
Drain Eff. (@ ۳۱/۵ dBm)	٪ ۶۷
Drain Eff. (@ ۴۳/۵ dBm)	٪ ۷۳
نتایج اندازه‌گیری سیگنال پیوسته	
Power Gain	۱۰/۹ dB
Drain Eff. (@ ۳۱/۵ dBm)	٪ ۶۶
Drain Eff. (@ ۴۳/۵ dBm)	٪ ۷۲
نتایج اندازه‌گیری سیگنال دوفراکانسه	
IMD3 (@ ۳۱/۵ dBm)	-۲۱/۵ dBc
نتایج اندازه‌گیری سیگنال مدوله‌شده	
Drain Eff. (@ ۳۱/۵ dBm, PAPR=۱۱/۵ dB)	٪ ۵۶/۵
ACLR	-۲۶ dBc

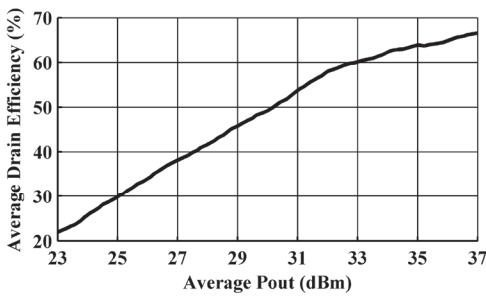
PAPR حدود ۱۱/۵ dB و همچنین مقدار CCDF در حدود ۰/۰۱ درصد، بازدهی میانگین تقویت کننده در توان خروجی برابر با ۳۱/۵ dBm، در حدود ۵۶/۵٪ به دست آمد که منحنی آن در شکل ۱۳ آمده است. به علاوه مطابق شکل ۱۴، نرخ توان نشتی کانال مجاور در همین توان خروجی، ۲۶ dBc- به دست آمد. خلاصه نتایج محاسباتی، شبیه سازی و اندازه گیری در جدول ۲ ارائه شده است. نتایج اندازه گیری نشان می دهند که تقویت کننده دوهرتی CCL ناهمسان کلاس F با موفقیت می تواند مقدار OBO بالایی در حدود ۱۲ dB به همراه بازدهی مناسب داشته باشد که با نتایج شبیه سازی انجام شده، همخوانی دارد. به منظور ارزیابی نتایج اندازه گیری، این نتایج در جدول ۳ با کارهای مشابه مقایسه شده است.



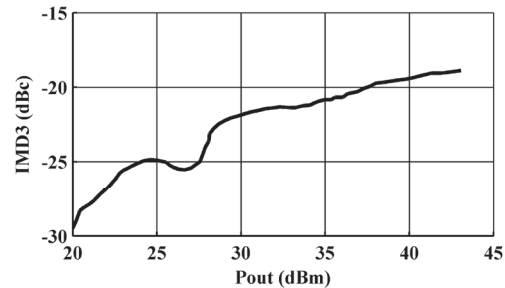
شکل ۱۱. نتیجه شبیه سازی جریان DC درین ترانزیستورهای تقویت کننده اصلی و کمکی

آزمون سیگنال دوفرکانسه

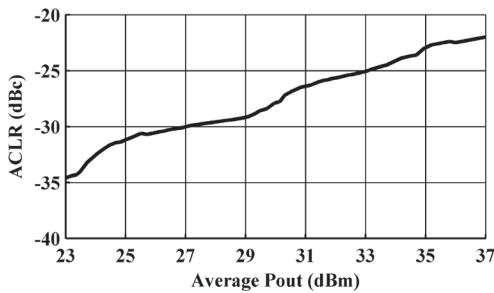
اعوجاج مدولاسیون داخلی مرتبه سوم (IMD3) ^{۱۵} تقویت کننده دوهرتی ارائه شده با اعمال یک سیگنال دوفرکانسه با فرکانس مرکزی ۲/۱۴ GHz و فاصله ۵ MHz به ورودی تقویت کننده، اندازه گیری شده است. شکل ۱۲ مقدار IMD3 را بر حسب توان خروجی تقویت کننده نشان می دهد.



شکل ۱۳. نتیجه اندازه گیری بازده متوسط درین برحسب توان متوسط خروجی



شکل ۱۲. منحنی اندازه گیری منحنی اعوجاج مدولاسیون داخلی مرتبه سوم بر حسب توان خروجی



شکل ۱۴. نتیجه اندازه گیری نرخ نشت کانال مجاور برحسب توان متوسط خروجی

آزمون سیگنال مدوله شده

به منظور ارزیابی خطی بودن و کارایی بازده متوسط تقویت کننده دوهرتی ارائه شده با سیگنال مدوله شده WCDMA نتایج زیر به دست آمده است. با اعمال یک سیگنال تک حامله با مقدار

جدول ۳. مقایسه نتایج کار انجام شده با کارهای مشابه

مرجع	سال	فرکانس (GHz)	ساختار	سیگنال آزمون	Pave. (dBm)	OBO (dB)	PAPR (dB)	Drain Eff. (%)	ACLR (dBc)
[۱۶]	۲۰۱۱	۳/۴۵	Modified LMN	LTE	۴۰/۵	۹	۸/۵	۴۴	-۳۱
[۱۷]	۲۰۱۱	۲/۶۵۵	Non-equal RCL	WiMAX	۴۱/۵	۸	۷/۸	۴۸	-۲۳
[۱۸]	۲۰۱۳	۲/۱۴	Non-equal RCL	WCDMA	۳۷/۳	۹	-	۴۸	-۳۵
[۱۳]	۲۰۱۴	۲	Equal-cell CCL	WCDMA	۳۳	۸/۸	۹/۶	۵۴/۴	-۳۰
[۱۴]	۲۰۱۸	۲/۱۴	Asymmetrical Class AB-C CCL	WCDMA	۳۱/۵	۱۲	۱۱/۵	۵۲	-۳۱
این مقاله	۲۰۱۹	۲/۱۴	Asymmetrical Class-F CCL	WCDMA	۳۱/۵	۱۲	۱۱/۵	۵۶/۵	-۲۶

^{۱۵} 3rd Order Intermodulation Distortion

- [6] S. Chun, D. Jang, J. Kim and J. Kim, "Inverted Asymmetric Doherty Power Amplifier Driven By Two-Stage Symmetric Doherty Amplifier," *Electronics Letters*, vol. 46, pp. 1208-1209, 2010.
- [7] W. H. Doherty, "new high efficiency power amplifier for modulated waves," *Proceedings of the institute of radio engineers*, vol. 24, pp. 1163-1182, Sep. 1936.
- [8] C. S. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Norwood", Artech House, 2006.
- [9] G. Grebennikov and S. Bulja, "High-Efficiency Doherty Power Amplifiers: Historical Aspect and Modern Trends," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, pp. 3190-3219, 2012.
- [10] R. Pengelly, C. Fager and M. Ozen, "Doherty's Legacy: A History of the Doherty Power Amplifier from 1936 to the Present Day," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 17, pp. 41-58, 2016.
- [11] P. Colantonio, F. Giannini and E. Limiti, "High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers", Wiley, 2009.
- [12] I. Kim, J. Moon, S. Jee and B. Kim, "Optimized Design Of A Highly Efficient Three-Stage Doherty PA Using Gate Adaptation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 2562-2574, Oct. 2010.
- [13] X. H. Fang and K.-K. M. Cheng, "Extension of High-Efficiency Range of Doherty Amplifier by Using Complex Combining Load," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, pp. 2038-2047, 2014.
- [14] K. Ahmadi, M. Dousti and S. Asadi, "A Highly Extended High-Efficiency Range Doherty Power Amplifier For High PAPR Communication Signals," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 97, pp. 333-341, 2018.
- [15] P. Colantonio, F. Giannini and R. Giofrè, "Theory and Experimental Results of a Class F AB-C Doherty Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 1936-1947, 2009.
- [16] K. Jungjoon, K. Jangheon, M. Junghwan, S. Junghwan, K. Ildu, J. Seunghoon and K. Bumman, "Saturated Power Amplifier Optimized for Efficiency Using Self-Generated Harmonic Current and Voltage," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, pp. 2049-2058, 2011.
- [17] J. Moon, J. Kim, J. Kim, I. Kim and B. Kim, "Efficiency Enhancement Of Doherty

نتیجه گیری

در این مقاله، ترکیبی از تقویت‌کننده‌های اصلی و کمکی کلاس F با ساختار دوهرتی CCL ناهمسان به‌عنوان یک تقویت‌کننده جدید ارائه شد. اعمال تطبیق هارمونیکی کلاس F به ساختار CCL ناهمسان باعث افزایش بازدهی تقویت‌کننده دوهرتی در ناحیه توان پایین و توان بالا شده است. این ساختار برای طراحی یک تقویت‌کننده دوهرتی با $OBO=12$ dB برای کاربرد WCDMA به‌کار گرفته شده است. نتایج اندازه‌گیری، بازدهی مناسبی را نشان می‌دهند. نتایج آزمون سیگنال مدوله شده که با اعمال یک سیگنال WCDMA تک‌حامله به تقویت‌کننده دوهرتی به‌دست آمده است، بازده میانگین ۵۵٪ و ACLR حدود -26 dBc در توان متوسط خروجی $31/5$ dBm را نشان می‌دهد. به لطف روش CCL ناهمسان کلاس F، تقویت‌کننده دوهرتی ارائه شده تنها با یک تقویت‌کننده اصلی و تنها یک تقویت‌کننده کمکی و مجموعاً با دو ترانزیستور می‌تواند بازدهی مناسب و جالبی ارائه نماید که در مقایسه با ساختارهای دوهرتی چند-طبقه و چند-راشه می‌تواند با هزینه بسیار کمتر همان نتایج را به‌دست دهد.

مراجع

- [1] R. Darraji and F. M. Ghannouchi, "Digital Doherty amplifier with enhanced efficiency and extended range," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, pp. 2898-2909, 2011.
- [2] Y.-S. Lee, M.-W. Lee, S.-H. Kam and a. Y.-H. Jeong, "A new wideband distributed doherty amplifier for WCDMA repeater applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, pp. 668-670, 2009.
- [3] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovic and N. Potheary, "Power amplifiers and transmitters for rf and microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 814-826, 2002.
- [4] V. Camarchia, M. Pirola, R. Quaglia, S. Jee, Y. Cho and B. Kim, "The Doherty Power Amplifier: Review of Recent Solutions and Trends," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, pp. 559-571, 2015.
- [5] R. Beltran, H. F. Raab and A. Velazquez, "High-Efficiency Outphasing Transmitter Using Class-E Power Amplifiers And Asymmetric Combining," *Microwave Opt Technol Lett*, vol. 51, pp. 2959-2963, 2009.

- Amplifier Through Mitigation Of The Knee Voltage Effect,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, pp. 143-152, Jan. 2011.
- [18] D. Y.-T. Wu and S. Boumaiza, “A Mixed-Technology Asymmetrically Biased Extended and Reconfigurable Doherty Amplifier With Improved Power Utilization Factor,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, pp. 1946-1956, 2013.