

تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی با مصرف توان پایین برای کاربردهای فرایه‌ن باند

ابوالفضل بیجاری^۱ سمیه عباسی اول^۲ حسین علیزاده^۳

۱- دانشیار- گروه الکترونیک- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران

a.bijari@birjand.ac.ir

۲- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران

somayehabbasiaval@birjand.ac.ir

۳- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران

alizadehhosein@birjand.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک تقویت کننده توزیع شده ماتریسی 2×3 با خطوط انتقال مخروطی و مصرف توان پایین در فناوری CMOS 180nm معرفی شده است. در این طرح استفاده از ساختار ماتریسی به جهت داشتن مکانیزم ضرب شونده و جمع شونده جریان سبب افزایش بهره و مصرف توان پایین گردیده است. در طبقه ورودی برای افزایش پهنای باند و عدم نیاز به استفاده از خازن های اضافی در خط انتقال گیت ورودی و خط انتقال مرکزی از یک سلول بهره متوالی با بهره قابل تنظیم استفاده شده است. همچنین، برای بهبود عدد نویز مقاومت انتهایی خط انتقال گیت ورودی با یک شبکه RL پایان یافته است. تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی در فناوری CMOS 180nm شرکت TSMC طراحی و توسط نرم افزار کیدنس شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی نشان می دهد که با مصرف توان $25/16\text{mW}$ از یک منبع تغذیه 1V ، دارای بهره توان مستقیم (S_{21}) ، $6/11\text{dB}$ (1 ± 1) ، تلف بازگشتی ورودی (S_{11}) و خروجی (S_{22}) کمتر از -10dB ، متوسط نقطه تقاطع مرتبه سوم ورودی $(IIP3)$ برابر $6/11\text{dBm}$ و متوسط عدد نویز $5/75\text{dB}$ در بازه فرکانسی وسیع 1GHz تا 24GHz است.

واژه های کلیدی: تقویت کننده توزیع شده ماتریسی، خط انتقال مخروطی، کم توان، فرایه‌ن باند

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.3.71

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۹/۲۸

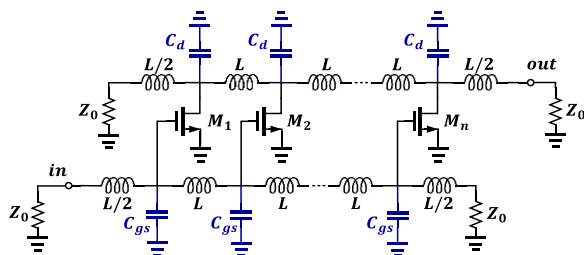
تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۱۰/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۱/۳۰

نام نویسنده ی مسئول: دکتر ابوالفضل بیجاری

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - بیرجند - خیابان شهید آوینی - دانشگاه بیرجند - دانشکده ی مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه



شکل (۱): تقویت کننده توزیع شده متداول

برای کاهش مصرف توان در تقویت کننده های توزیع شده، گینزتن و همکاران [۸] یک تقویت کننده توزیع شده ماتریسی را ارائه داده اند. این DA از مکانیزم جمع شونده گی و ضرب شونده گی بهره به صورت همزمان استفاده می کند. اما به دلیل بارگذاری زیاد روی خط انتقال مرکزی از محدودیت پهنای باند رنج می برد.

ماچلز^۱ و همکارانش [۱۳] با ترکیب ساختار تقویت کننده توزیع شده ماتریسی با خطوط انتقال مخروطی یک تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی را پیشنهاد کرده اند. طرح پیشنهادی GBW بالایی را نشان می دهد و مصرف توان پایینی دارد اما در مقابل، به کارگیری ترانزیستورهایی با عرض متفاوت در طبقه ورودی تقویت کننده سبب شده ظرفیت مناسب برای تشکیل خط انتقال گیت فراهم نشود که نتیجه آن برابر نبودن فرکانس قطع و تأخیر در طول خط انتقال است. از طرف دیگر خطوط انتقال مرکزی و خط انتقال خروجی در طی فرآیند بهینه سازی از آرایش مخروطی فاصله گرفته اند و اصول خطوط انتقال مخروطی در آن ها رعایت نشده است.

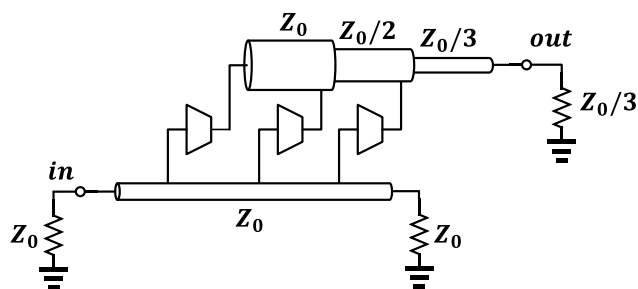
در این مقاله یک تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی 2×3 معرفی شده است. استفاده از خطوط انتقال مخروطی تلفات DA را کاهش داده و سبب کاهش مصرف توان می شود. از طرفی در طبقه ورودی برای گسترش پهنای باند و عدم استفاده از خازن های اضافی در خطوط انتقال ورودی و مرکزی، از یک سلول بهره متوالی قابل تنظیم استفاده شده است. همچنین، برای بهبود عدد نویز تقویت کننده، مقاومت انتهایی خط انتقال گیت با یک شبکه RL پایان یافته است.

این مقاله به این صورت سازمان دهی شده است که در بخش دوم تقویت کننده توزیع شده معرفی می شود. در بخش سوم، طراحی و تحلیل تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی مطرح شده و روابط تحلیلی بهره، نویز و نقطه تلاقی مرتبه سوم آن محاسبه می شود. در بخش چهارم، نتایج شبیه سازی و مقایسه با کارهای دیگران بیان می شود و در نهایت، نتیجه گیری در بخش پنجم انجام می شود.

۲- تقویت کننده توزیع شده

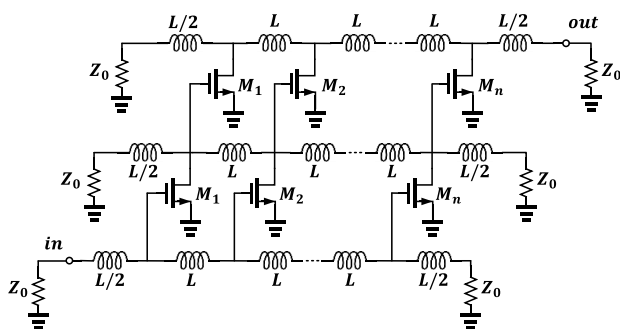
در یک ترانزیستور MOS به طور معمول حاصل ضرب بهره در پهنای باند (GBW)، مقدار ثابتی است. با دو برابر شدن عرض ترانزیستور بهره

تقویت کننده های کم نویز (LNA)^۱ برای غلبه بر مسئله نویز و تقویت سیگنال مطلوب به عنوان اولین طبقه، در ورودی گیرنده های مخابراتی قرار می گیرند. امروزه تعداد زیادی استاندارد بی سیم نظیر GSM^۲، بلوتوث، WiFi (۲/۴ تا ۵ گیگاهرتز)، IEEE802.11 و WLAN برای کاربرد در رایانه های قابل حمل و تلفن های هوشمند وجود دارند و در آینده نیز استانداردهای جدیدی در فناوری نسل پنجم (5G) مخابرات سیار، افزوده خواهد شد. بنابراین برای پشتیبانی از تعداد زیادی از این استانداردها نیاز به گیرنده هایی که بتوانند چندین استاندارد را پشتیبانی کنند، وجود دارد. در نتیجه، چندین گزینه برای ساخت تقویت کننده های کم نویز در گیرنده های مخابراتی معرفی شده اند. گزینه اول، استفاده از تقویت کننده های کم نویز تنظیم شده و گزینه دیگر استفاده از تقویت کننده های پهن باند است. در مورد اول محدوده تنظیم تقویت کننده محدود بوده و اجازه نمی دهد تقویت کننده از استانداردهایی با فاصله فرکانسی زیاد پشتیبانی کند [۱] بنابراین، تقویت کننده های پهن باند مورد توجه قرار گرفته اند. تقویت کننده فیدبک مقاومتی^۳ [۲،۳]، تقویت کننده با بهره متغیر [۴] تقویت کننده متعادل^۴ [۵]، تقویت کننده های چند طبقه [۶] و تقویت کننده توزیع شده [۱] نمونه هایی از تقویت کننده های فراپهن باند هستند. در این میان تقویت کننده توزیع شده (DA) که اساس کار آن بر پایه مکانیزم جمع شدن جریان است به دلیل پهنای باند گسترده، بهره مسطح و خطی بودن فاز معمولاً مورد استفاده قرار می گیرد. برخی از کاربردهای DA ها در دستگاه های تصویربرداری، رادارهای هواشناسی، لینک های ارتباطی پرسرعت، ارتباطات ماهواره ای و فرستنده-گیرنده های نوری است. تقویت کننده توزیع شده نخستین بار توسط پرسپوال^۵ در سال ۱۹۳۶ مطرح شد [۷]. طرحی که او ارائه داد نشان می داد که لامپ های خلأ می توانند به صورت خطی باهم جمع شوند تا این که به صورت تک استفاده گردند و در نتیجه طرح او پهنای باند بیشتری در مقایسه با مدارهای قبل داشت. این طرح در سال ۱۹۴۸ بعد از انتشار توجه گینزتن^۶ و همکارانش را جلب کرد [۸]. در چند دهه گذشته، DA ها به طور عمده با فن آوری مرکب III-V طراحی و ساخته می شوند [۹،۱۰]. در سال های اخیر به دلیل پیشرفت در فناوری های ساخت زیرمیکرون همانند یکپارچه سازی سطح بالا و هزینه پایین تولید، DA های با فناوری CMOS مورد توجه محققان قرار گرفته اند. در اکثر پژوهش های انجام شده بر روی تقویت کننده توزیع شده، تمرکز اصلی به دست آوردن یک GBW^۷ بالا است و نتایج قابل توجهی از جمله مداریاتی با پهنای باند حدود ۱۰۰ GHz گزارش شده است [۱۱،۱۲]. در مقابل، استفاده از تقویت کننده توزیع شده با مصرف توان پایین، کمتر مورد توجه قرار گرفته است. زیرا در این تقویت کننده، تلفات موجود در امتداد خطوط انتقال، میزان مصرف توان را بالا می برد. شکل (۱)، تقویت کننده توزیع شده متداول را نشان می دهد.



شکل (۲): تقویت کننده توزیع شده با خطوط انتقال مخروطی ارائه شده توسط گینزتون

شکل (۳) ساختار یک تقویت کننده توزیع شده ماتریسی را نشان می دهد. تقویت کننده توزیع شده ماتریسی بعد جدیدی از تقویت کننده های توزیع شده است که از دو یا چند ردیف از ترانزیستورها استفاده می کند معماری کلی این تقویت کننده شامل یک آرایه از m ردیف و n ستون از عناصر فعال است، هر ستون به وسیله سلف یا عناصر خط انتقال متصل شده در پایانه های ورودی و خروجی هر ترانزیستور به عناصر دیگر مدار متصل می شود. هدف این معماری آن است که ترکیب سازوکار ضرب شوندگی و جمع شوندگی جریان را در یک مدل شبیه سازی کند. مزیت این روش افزایش قابل توجهی در بهره و افزایش پهنای باند است [۱۵]. باین حال تقویت کننده توزیع شده ماتریسی به دلیل مقاومت های انتهایی در خط انتقال مرکزی و خروجی مصرف توان بالایی دارد، علاوه بر این وجود چندین مسیر جریان معکوس که تأخیرهای مختلفی را ایجاد می کنند سبب می شود بهره این تقویت کننده بسیار وابسته به فرکانس باشد.



شکل (۳): تقویت کننده توزیع شده ماتریسی $2 \times N$

۳- طراحی و تحلیل تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی

شکل (۴) تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی پیشنهادی را نشان می دهد. در این تقویت کننده برای دستیابی به عملکرد بهتر و اندازه کوچک تر، از ساختار ماتریسی 2×3 استفاده شده است. خطوط

آن دو برابر می شود، اما پهنای باند آن به دلیل افزایش ظرفیت خازن های پارازیتی نصف می شود. در DA متداول، در صورتی که تأخیر در خط انتقال گیت برابر تأخیر در خط انتقال درین باشد، تعدادی ترانزیستور کوچک یکسان سیگنال ورودی را به صورت موازی تقویت کرده و ظرفیت خازن های پارازیتی ورودی و خروجی این ترانزیستورها توسط خطوط انتقال (نردبان LC) مدل می شود. بنابراین، دو برابر شدن تعداد سلول های بهره، باعث دو برابر شدن بهره بدون تضعیف در پهنای باند می شود. زیرا خازن های پارازیتی سلول های بهره به یکدیگر متصل نیستند و توسط بخش های خطوط انتقال جدا می شوند. رابطه (۱) امپدانس مشخصه یک خط انتقال بدون تلف را نشان می دهد:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

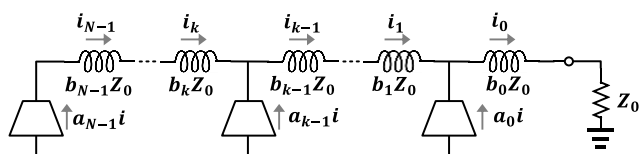
از آنجاکه برای دستیابی به تطبیق پهن باند، امپدانس مشخصه خط انتقال با امپدانس مشخصه سیستم Z_0 برابر است، پس فرکانس قطع خط انتقال به صورت زیر خواهد بود:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \quad (2)$$

از لحاظ تئوری میزان تقویت کنندگی در DA به دو عامل تعداد سلول های بهره و ترانسمانی آن ها وابسته است. از طرفی پهنای باند توسط فرکانس قطع سلول های بهره محدود می شود. با این حال در تقویت کننده توزیع شده نیمی از توان خروجی توسط جریان های معکوس در مقاومت انتهایی سمت چپ تلف می شود. بنابراین، به دلیل کم بودن راندمان انرژی DA، مصرف توان بالایی دارد. علاوه بر این، اضافه کردن هر المان فعال و غیرفعال سبب بالارفتن توان مصرفی و افزایش عدد نویز تقویت کننده می شود.

تاکنون روش های مختلفی برای غلبه بر این مشکلات ارائه شده است. همان طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، گینزتون و همکاران [۸] با تغییر خط انتقال خروجی، DA جدیدی پیشنهاد کرده اند. در مدار پیشنهادی آن ها، به جای استفاده از یک خط انتقال یکنواخت، امپدانس خط انتقال به طور پیوسته کاهش می یابد و در نتیجه جریان های معکوس به طور کامل حذف می شوند و اتلاف توان به طور قابل ملاحظه ای کاهش می یابد. از آنجاکه طبق رابطه (۱) برای مقدار بالاتر امپدانس مشخصه، ظرفیت خازنی کمتری نیاز است پس اندازه ترانزیستورهای سلول بهره کاهش می یابد که نتیجه آن محدود شدن بهره تقویت کننده است. از طرفی به دلیل حذف مقاومت انتهایی سمت چپ، تطبیق امپدانس خروجی در DA با خطوط انتقال مخروطی به شدت وابسته به فرکانس است.

ضرایب a_k و b_k برای تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی در طبقات اول و دوم طبق جدول (۱) خواهد بود.



شکل (۵): ساختار خروجی یک خط انتقال مخروطی در یک تقویت کننده توزیع شده مخروطی N بخشی

جدول (۱): ضرایب a_k و b_k تقویت کننده ماتریس مخروطی پیشنهادی

k	۰	۱	۲
a_k	۱	۰/۶۷	۱/۴۹
b_k	۱	۱/۵	۲/۲۵

۳-۱- سلول بهره

ضرایب a_k را می توان با توجه به ترانسسانی سلول بهره درک کرد. سلول های بهره به صورت موازی کار می کنند و ظرفیت های پارازیتی آن ها در فرکانس های تشدید، توسط خطوط انتقال گیت و درین خنثی می شوند. همچنین در ساختار تقویت کننده توزیع شده باید پهنای باند و تأخیر در طول خطوط انتقال ثابت بماند؛ بنابراین امیدانس مشخصه خط انتقال اندازه المان های فعال را مشخص می کند از طرفی در خطوط انتقال مخروطی استفاده از سلول بهره سورس مشترک سبب می شود با تغییر در g_m ترانزیستور، مقدار خازن C_{gs} که ظرفیت لازم برای خط انتقال گیت را می سازد، تغییر کند و پهنای باند و تأخیر در طول خط انتقال ورودی یکنواخت نباشد.

انتقال مرکزی و خروجی با خط انتقال مخروطی جایگزین شده است تا اتلاف توان کاهش یابد. علاوه بر این مقاومت انتهایی خط انتقال گیت با یک شبکه RL جایگزین شده است تا شکل کلی عدد نویز کاهش یابد. همچنین در طبقه ورودی ساختار پیشنهادی از یک سلول بهره متوالی قابل تنظیم برای افزایش پهنای باند و حذف خازن های پارازیتی اضافی مورد نیاز در خطوط انتقال ورودی و مرکزی استفاده می شود. در حقیقت سلول بهره متوالی، آزادی طراحی بیشتری را برای دستیابی به مقادیر مناسب سلول بهره فراهم می کند. با توجه به تئوری جدید برای خطوط انتقال مخروطی [۱]. ضرایب جریان سلول بهره a_i و ضرایب امیدانس مشخصه b_i که در طبقه اول $a_0=b_0=1$ است، به صورت شکل (۵) ارائه می شود. که ضرایب جریان سلول بهره و امیدانس مشخصه برای k امین طبقه به ترتیب از روابط ۳ و ۴ به دست می آیند [۱]:

$$a_k = \frac{S - \sum_{i=0}^{k-1} a_i}{S} \quad (3)$$

$$b_k = \frac{1}{a_k} \quad (4)$$

S مجموع ضرایب a_k است و در این طراحی $S=3$ فرض می شود.

$$S = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \quad (5)$$

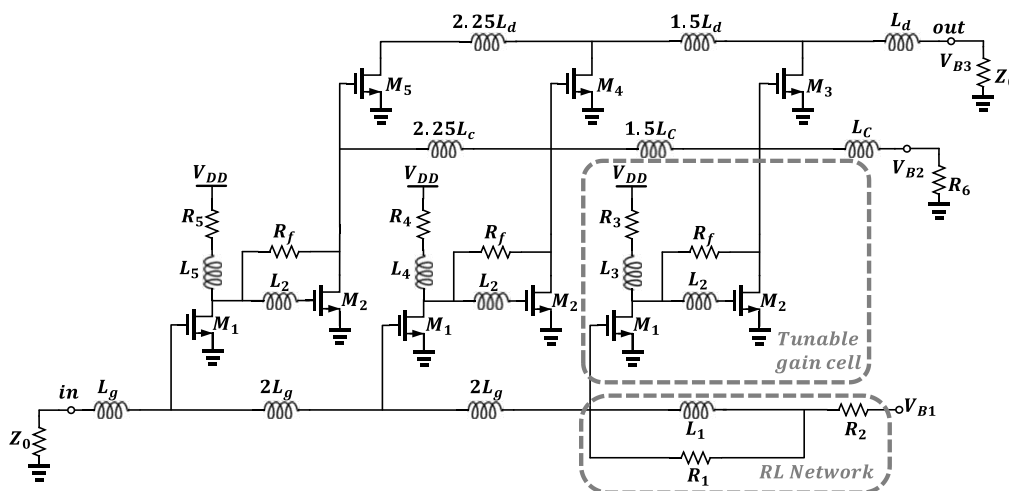
N تعداد سلول های بهره موازی تقویت کننده است. البته برای $k=N-1$ نمی توان از این روابط استفاده کرد زیرا:

$$a_{N-1}b_{N-1} = S \quad (6)$$

و با رابطه ۴ در تناقض است پس a_{N-1} و b_{N-1} طبق روابط ۷ و ۸ خواهد بود [۱]:

$$a_{N-1} = S - \sum_{i=0}^{N-2} a_i \quad (7)$$

$$b_{N-1} = \frac{S}{a_{N-1}} \quad (8)$$



شکل (۴): تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی پیشنهادی

$$A_v = SG_m R_L \quad (13)$$

در نتیجه بهره سیگنال کوچک تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی پیشنهادی طبق رابطه (۱۴) خواهد بود:

$$A_v = S^2 G_{m1} G_{m2} R_{L1} R_{L2} \quad (14)$$

که G_{m1} ترانسسانی سلول بهره پیشنهادی و G_{m2} ترانسسانی سلول بهره سورس مشترک و همچنین R_{L1} و R_{L2} به ترتیب مقاومت های انتهایی خطوط انتقال مرکزی و خروجی هستند که با توجه به شکل (۴)، به ترتیب برابر با R_6 و Z_0 هستند.

۳-۲- نویز

منابع نویز تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی، ترانزیستورها، مقاومت های انتهایی خطوط انتقال و سلف های روتراشه هستند. در فرکانس های رادیویی، منابع نویز ترانزیستورها، نویز ناشی از گیت و نویز حرارتی کانال هستند که می توانند به ترتیب به عنوان منابع جریان موازی در گیت (i_g) و درین (i_d) هر ترانزیستور مدل شوند. توان نویز مربوطه را می توان به صورت زیر به دست آورد [۱۶]:

$$\frac{\overline{i_g^2}}{\Delta f} = 4kT\delta \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{g_m} \quad (15)$$

$$\frac{\overline{i_d^2}}{\Delta f} = 4kT\gamma g_m \quad (16)$$

که Δf پهنای باند، k ثابت بولتزمن، T دما در کلوین است. γ و δ به ترتیب ضرایب نویز اضافی گیت هستند. با در نظر گرفتن مدل Pi مقدار v_{nd2}^2 که منبع نویز درین برای طبقه دوم است به صورت زیر محاسبه می شود [۱۷]:

$$(\overline{v_{nd2}^2})_2 = 4kT\gamma G_{m2} \Delta f Z_{p3}^2 N \quad (17)$$

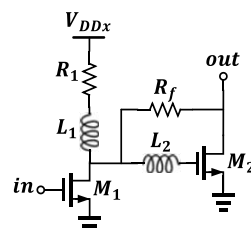
که در آن Z_{p3} امپدانس مشخصه خط انتقال خروجی را نشان می دهد. جریان نویز ناشی از گیت سلول های بهره طبقه دوم در خروجی به صورت زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} (i_1)_2 &= a_1 G_{m2} v_{gs2} = a_1 G_{m2} i_{g2} Z_{p2} \\ (i_2)_2 &= a_2 G_{m2} i_{g2} Z_{p2} \\ (i_3)_2 &= a_3 G_{m2} i_{g2} Z_{p2} \\ &\vdots \\ (i_n)_2 &= a_n G_{m2} i_{g2} Z_{p2} \end{aligned} \quad (18)$$

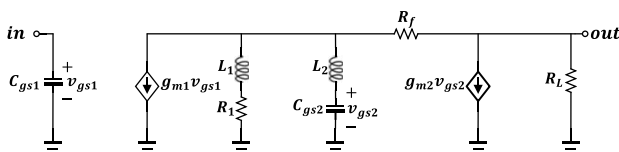
که در آن Z_{p2} امپدانس مشخصه خط انتقال مرکزی است. بنابراین جریان درین ناشی از نویز گیت در طبقه دوم می تواند به صورت زیر محاسبه شود:

$$i_{d2} = G_{m2} i_{g2} Z_{p2} \sum_{i=1}^n a_i = SG_{m2} i_{g2} Z_{p2} \quad (19)$$

بنابراین، برای دستیابی به بهره یکنواخت در طول پهنای باند به جای استفاده از سلول بهره سورس مشترک از یک سلول بهره متوالی قابل تنظیم استفاده می شود. شکل (۶) سلول بهره پیشنهادی و مدار معادل آن را نشان می دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۶): (الف) ساختار و (ب) مدار معادل سیگنال کوچک سلول بهره قابل تنظیم

جهت دستیابی به ضرایب جریان a_4, R_4, L_4, R_5 و L_5 با توجه به جدول (۱)، به صورت زیر به دست می آیند:

$$\begin{cases} L_4 = 0.67L_3 \\ R_4 = 0.67R_3 \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} L_5 = 1.49L_3 \\ R_5 = 1.49R_3 \end{cases} \quad (10)$$

همچنین، برای محاسبه پهنای باند سلول بهره پیشنهادی، ترانسسانی این سلول (g_{mT}) طبق رابطه زیر محاسبه می شود:

$$g_{mT}(s) = \frac{g_{m1}g_{m2}(R_L + R_f)(L_1s + R_1)}{C_{gs2}L_1L_2s^3 + C_{gs2}L_2(R_1 + R_f + R_L)s^2 + L_1(R_Lg_{m2} + 1)s + g_{m2}R_1R_L + R_1 + R_f + R_L} \quad (11)$$

که C_{gs2} خازن پارازیتی گیت-سورس M_2 است. به صورت تقریبی و در فرکانس های کمتر از فرکانس قطع ترانزیستورها، می توان نشان داد g_{mT} به صورت رابطه (۱۲) است و خازن های پارازیتی ورودی تأثیر چندانی در محدود کردن پهنای باند این تقویت کننده ندارند.

$$g_{mT} = \frac{g_{m1}(R_L + R_f)}{R_L} \quad (12)$$

درواقع در این طراحی، تغییر بهره در سلول های بهره بدون تغییر در خازن های ورودی خط گیت (یعنی تغییر M_1) و نیز بدون ایجاد ظرفیت خازنی اضافه در خط انتقال میانی (تغییر M_2) انجام می شود. برای تقویت کننده توزیع شده با خطوط انتقال مخروطی بهره سیگنال کوچک از رابطه زیر به دست می آید:

که g'_m و g''_m به ترتیب مولفه های ترانسپانسی غیرخطی مرتبه دوم و سوم هستند. برای تقویت کننده پیشنهادی با توجه به شکل (۴)، رابطه جریان کل ایجاد شده در مقاومت بار طبقه خروجی به صورت زیر محاسبه می شود:

$$i_{out} = Si_{D3} \quad (29)$$

که i_{D3} ، جریان درین M_3 است و به صورت زیر بیان می شود:

$$i_{D3} = g_{m3}v_{GS3} + g'_{m3}v_{GS3}^2 + g''_{m3}v_{GS3}^3 \quad (30)$$

که، $v_{GS3} = R_6 i_{o,mid}$ و $i_{o,mid}$ جریان خروجی در خط مرکزی و گذرنده از مقاومت R_6 است و به صورت زیر محاسبه می شود:

$$i_{o,mid} = S \left(g_{m1}v_{in} + g'_{m1}v_{in}^2 + g''_{m1}v_{in}^3 \right) \frac{(R_L + R_f)}{R_L} \quad (31)$$

با استفاده از روابط فوق، رابطه ۲۹ به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$i_{out} = \alpha_1 v_{in} + \alpha_2 v_{in}^2 + \alpha_3 v_{in}^3 \quad (32)$$

که،

$$\alpha_1 = S^2 g_{m1} g_{m3} \frac{R_6(R_L + R_f)}{R_L} \quad (33)$$

$$\alpha_2 = S^2 \frac{R_6(R_L + R_f)}{R_L} \times \left(S \frac{R_6(R_L + R_f)}{R_L} g_{m1}^2 g_{m3} + g'_{m1} g_{m3} \right) \quad (34)$$

$$\alpha_3 = S^2 \frac{R_6(R_L + R_f)}{R_L} \times \left(S^2 \left(\frac{R_6(R_L + R_f)}{R_L} \right)^2 g_{m1}^3 g_{m3} + \right. \quad (35)$$

$$\left. 2S \frac{R_6(R_L + R_f)}{R_L} g_{m1} g'_{m1} g_{m3} + g''_{m1} g_{m3} \right)$$

اکنون مقدار ولتاژ IIP3 از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (36)$$

همان طور که در روابط ۳۳، ۳۵ و ۳۶ مشاهده می شود، انتخاب S بزرگ باعث کاهش IIP3 خواهد شد و بنابراین مصالحه میان بهره ولتاژ و خطیگی در تقویت کننده پیشنهادی مشهود است.

۳-۴- شبکه پایان دهی RL

در صورت برقراری تطبیق امپدانس در ورودی، توان نویز ناشی از مقاومت R برابر KTB است. در این رابطه K ثابت بولتزمن، T دما بر حسب درجه کلوین و B پهنای باند در دسترس است و بنابراین مستقل از مقدار مقاومت است. در نتیجه استفاده از یک خط انتقال غیریکنواخت با مقاومت پایان دهی کوچک، هیچ گونه بهبودی در نویز ایجاد نخواهد کرد. در مقابل، عدم تطابق میان مقاومت گیت و قسمت حقیقی امپدانس ورودی خط انتقال منجر به بازتاب توان نویز به

بنابراین، ولتاژ نویز خروجی ناشی از گیت در یک تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی $2 \times n$ با جای گذاری رابطه (۱۴) در (۱۸) به صورت رابطه (۲۰) محاسبه خواهد شد:

$$\overline{(v_{ng}^2)}_2 = |i_{d2}|^2 Z_{p3}^2 = S^2 4kT \delta \Delta f G_{m2} C_{gs2}^2 \omega^2 Z_{p2}^2 Z_{p3}^2 \quad (20)$$

به همین ترتیب نویز حرارتی کانال و ولتاژ نویز ناشی از گیت در سلول های بهره ردیف اول در خروجی تقویت کننده توزیع شده $2 \times n$ به صورت زیر است:

$$\overline{(v_{nd}^2)}_1 = S^2 4kT \gamma \Delta f G_{m1} G_{m2}^2 Z_{p2}^2 Z_{p3}^2 \quad (21)$$

$$\overline{(v_{ng}^2)}_1 = S^4 4kT \delta \Delta f G_{m1} G_{m2}^2 C_{gs1(in)}^2 \omega^2 Z_{p1}^2 Z_{p2}^4 Z_{p3}^2 \quad (22)$$

که در آن Z_{p1} امپدانس مشخصه خط انتقال گیت است. از آن جا که در تقویت کننده توزیع شده با خطوط انتقال مخروطی، جریان های معکوس حذف می شوند؛ نویز مربوط به امپدانس پایانی خط انتقال مرکزی و خروجی به دلیل صفر بودن بهره توان در دسترس معکوس، صفر خواهند بود. همچنین، نویز مربوط به امپدانس ورودی طبق رابطه (۲۳) تعریف می شود:

$$\overline{v_{n,in}^2} = 4kT \Delta f Z_{p1} G_T^2 \quad (23)$$

که در این رابطه G_T بهره توان تقویت کننده توزیع شده است:

$$G_T = G_1 G_2 \quad (24)$$

و G_1 و G_2 به ترتیب بهره توان طبقات اول و دوم هستند که از روابط (۲۶) و (۲۴) محاسبه می شوند:

$$G_1 = S^2 G_{m1}^2 Z_{p1} Z_{p2} \quad (25)$$

$$G_2 = S^2 G_{m2}^2 Z_{p2} Z_{p3} \quad (26)$$

بنابراین، عدد نویز برای تقویت کننده توزیع شده ماتریسی با خطوط انتقال مخروطی طبق رابطه (۲۷) به دست می آید:

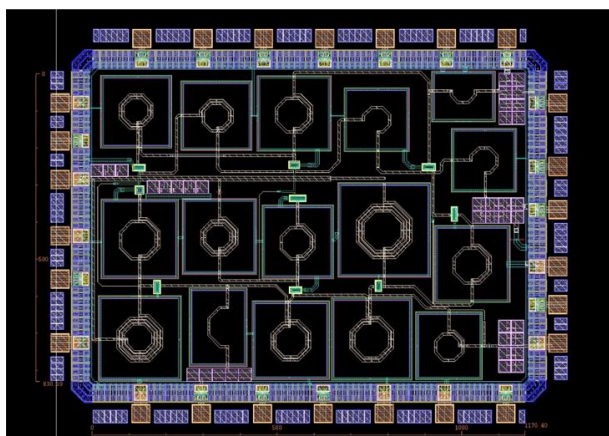
$$NF = 1 + \frac{G_{m2}^2 Z_{p3}^2}{G_T^4 Z_{p1}} \times [N \gamma + S^2 Z_{p2}^2 \times (\delta C_{gs2}^2 \omega^2 + \gamma G_{m1} G_{m2} + S^2 G_{m1} G_{m2} \delta C_{gs1}^2 \omega^2 Z_{p1}^2 Z_{p2}^2)] \quad (27)$$

۳-۳- خطیگی

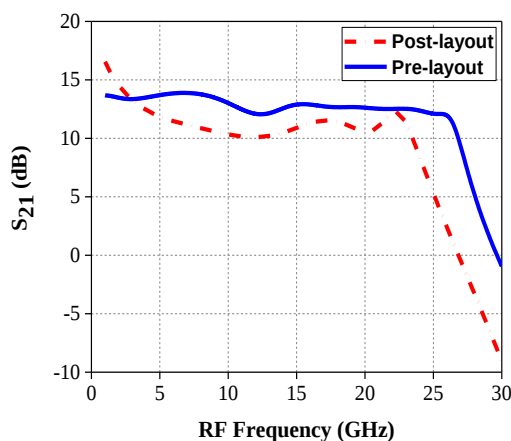
برای تحلیل خطیگی تقویت کننده توزیع شده، ترانزیستورها تنها اجزای غیرخطی در تقویت کننده هستند که عملکرد خطی آن را به طور کامل تعیین می کنند. یکی از ملاک های مهم در تعیین خطیگی تقویت کننده های RF، نقطه تقاطع مرتبه سوم ورودی (IIP3) است. با استفاده از سری تیلور، رابطه جریان درین بر حسب ولتاژ گیت-سورس در یک ترانزیستور MOS را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$i_D = g_m v_{GS} + g'_{m1} v_{GS}^2 + g''_{m1} v_{GS}^3 \quad (28)$$

(۴) مدار بایاس ترانزیستورهای سلول بهره و خطوط انتقال نشان داده نشده است. شکل (۷) چینش مداری DA پیشنهادی را نشان می‌دهد، همان‌طور که مشاهده می‌شود مدار پیشنهادی دارای ابعادی در حدود $1/17 \times 0/83 \text{ mm}^2$ است. شکل (۸) نتایج شبیه‌سازی بهره مدار پیشنهادی را در دو حالت شبیه‌سازی مداری و Post-Layout نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود مدار پیشنهادی در حالت شبیه‌سازی مداری، بهره مسطح و یکنواخت $13 \pm 1 \text{ dB}$ در پهنای باند 1 GHz تا $26/6 \text{ GHz}$ و در حالت شبیه‌سازی Post-Layout بهره $12 \pm 1 \text{ dB}$ در پهنای باند 1 GHz تا 24 GHz را نشان می‌دهد.



شکل (۷): چینش مداری تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی



شکل (۸): بهره تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی

در شکل (۹) نتایج شبیه‌سازی عدد نویز را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، عدد نویز در شبیه‌سازی مداری در بازه $5-6/5 \text{ dB}$ و در شبیه‌سازی Post-Layout در بازه $6/5-7 \text{ dB}$ است.

مقاومت می‌شود. بنابراین، توان نویز موجود که توسط مقاومت پایان‌دهی خط انتقال گیت ایجاد می‌شود را می‌توان با ضریب $(I-1)$ کاهش داد و باعث کاهش سهم نویز از مقاومت گیت شد. برای این منظور، مقاومت پایانه خروجی خط انتقال گیت با یک شبکه RL جایگزین می‌شود. در حقیقت با یک عدم تطابق عمدی، نویز به طور کامل به خط انتقال منتقل نمی‌شود و در نتیجه عدد نویز DA پیشنهادی کاهش می‌یابد. مقدار امپدانس مشخصه این شبکه از رابطه زیر قابل محاسبه است [۱۸]:

$$Z = \left[R_2 + \frac{w^2 L_1^2 R_1}{R_1^2 + w^2 L_1^2} \right] + j\omega \left[\frac{R_1^2 L_1}{R_1^2 + w^2 L_1^2} \right] \quad (37)$$

رابطه (۳۷) نشان می‌دهد که قسمت حقیقی امپدانس در حالت DC برابر با R_2 و در فرکانس‌های بالا به مقدار $R_2 + R_1$ تغییر پیدا خواهد کرد. برای دستیابی به کمترین مقدار متوسط عدد نویز در طول پهنای باند، مقادیر بهینه شده R_1 و R_2 به ترتیب 250Ω و 88Ω انتخاب می‌شوند.

۴- نتایج شبیه‌سازی

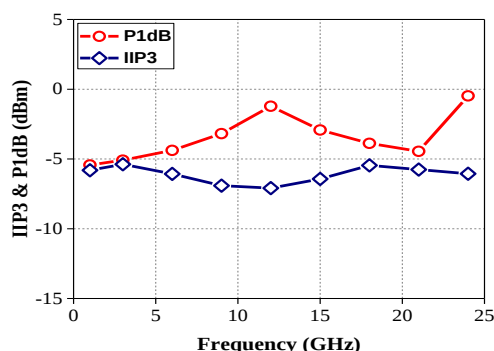
مدار تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی با فناوری $0/18 \mu\text{m}$ RF CMOS شرکت TSMC طراحی و با استفاده از نرم‌افزارهای ADS و Cadence شبیه‌سازی مداری و Post-Layout شده است. مدار با یک منبع تغذیه 1 V ، $25/16 \text{ mW}$ مصرف توان دارد. مقادیر المان‌های مدار در جدول (۲) ارائه شده است.

جدول (۲): مقادیر پارامترهای DA ماتریس مخروطی پیشنهادی

پارامتر	مقدار			
ترانزیستور	M_1	$(64 \times 1) \mu\text{m} / 0/18 \mu\text{m}$		
	M_2	$(64 \times 0/97) \mu\text{m} / 0/18 \mu\text{m}$		
	M_3	$(26 \times 3/5) \mu\text{m} / 0/18 \mu\text{m}$		
	M_4	$(18 \times 3/5) \mu\text{m} / 0/18 \mu\text{m}$		
	M_5	$(64 \times 0/8) \mu\text{m} / 0/18 \mu\text{m}$		
المان فشرده	مقدار		مقدار	
	L_1	$0/37 \text{ nH}$	R_1	250Ω
	L_2	$0/47 \text{ nH}$	R_2	88Ω
	L_3	$1/63 \text{ nH}$	R_3	88Ω
	L_4	$1/09 \text{ nH}$	R_4	59Ω
	L_5	$1/71 \text{ nH}$	R_5	120Ω
	L_6	$0/37 \text{ nH}$	R_6	32Ω
	L_7	$0/81 \text{ nH}$	R_7	225Ω
	L_8	$0/32 \text{ nH}$	—	—
بایاس	V_{B1}	$0/77 \text{ V}$	V_{B3}	$0/35 \text{ V}$
	V_{B2}	$0/85 \text{ V}$	V_{DD}	1 V

مقدار مقاومت بایاس برای ترانزیستورهای سلول بهره و خطوط انتقال $20 \text{ K}\Omega$ در نظر گرفته شده است که برای جلوگیری از شلویی در شکل

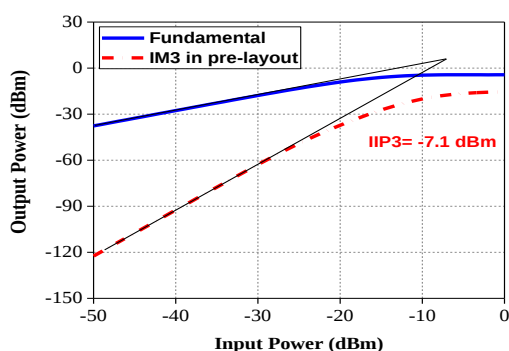
شکل (۱۱)، نتایج شبیه سازی نقطه تقاطع مرتبه سوم ورودی (IIP3) و نقطه فشردگی ۱ dB (P1dB) را نشان می دهد.



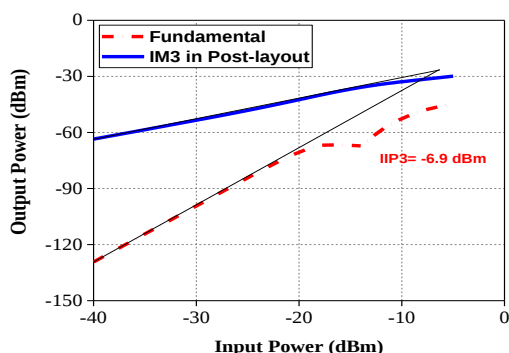
شکل (۱۱): نتایج شبیه سازی IIP3 و P1dB به صورت تابعی از فرکانس

برای تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی

آزمون دوتن بافاصله فرکانسی ۴ MHz برای این تقویت کننده در بازه فرکانسی پهنای باند انجام شده است. متوسط IIP3 برای تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی -۶/۱۱ dBm به دست آمده است. علاوه بر این متوسط P1dB در طول پهنای باند -۳/۴۵ dBm است. همان طور که در شکل (۱۱) مشاهده می شود، IIP3 از -۷/۰۹ dBm تا -۵/۳۸ dBm و P1dB از -۵/۴۳ dBm تا -۰/۴۷ dBm متغیر است. همچنین، IIP3 در بدترین حالت در شکل (۱۲) نشان داده شده است.

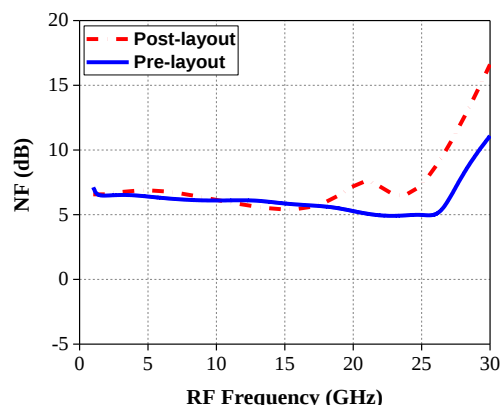


(الف)



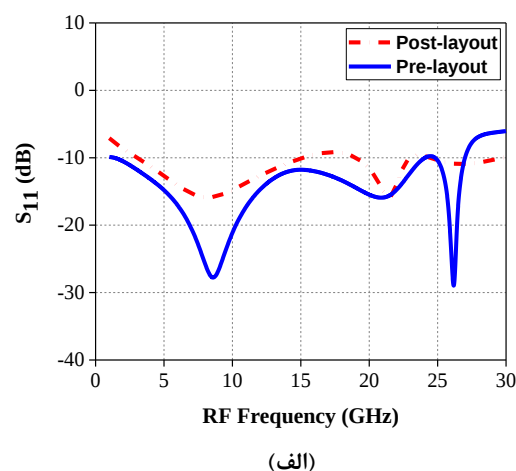
(ب)

شکل (۱۲): نقطه تقاطع مرتبه سوم تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی در (الف) فرکانس کاری ۱۳ GHz شبیه سازی مداری (ب) فرکانس کاری ۱۲ GHz شبیه سازی Post-layout

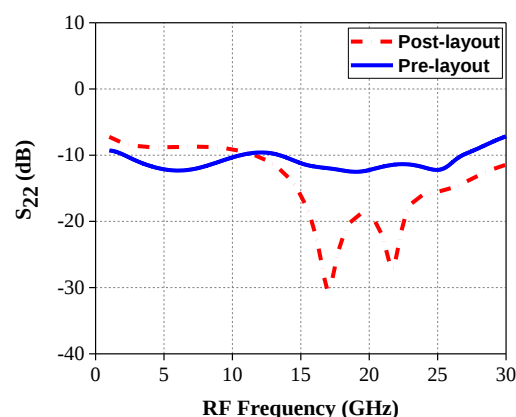


شکل (۹): عدد نویز تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی

شکل (۱۰) تلف بازگشتی ورودی و خروجی بررسی شده است. همان طور که مشاهده می شود، نتایج شبیه سازی S_{11} و S_{22} کمتر از -۱۰ dB را نشان می دهد. بنابراین مدار پیشنهادی از تطبیق ورودی و خروجی مناسبی برخوردار است.



(الف)



(ب)

شکل (۱۰): نتایج شبیه سازی (الف) تطبیق ورودی (ب) تطبیق خروجی

جدول (۴): عملکرد تقویت کننده توزیع شده در فرایند ساخت

پارامترها	S_{21} (dB)	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)	NF (dB)	Power (mW)
TT	۱۳	<-۱۰	<-۱۰	۵-۶/۷۵	۲۵/۱۶
FF	۱۴	<-۱۰	<-۹	۴-۶	۲۹/۶۲
SS	۸	<-۱۰	<-۷	۷-۹	۱۸/۹۶
FS	۱۴	<-۱۰	<-۹	۴/۵-۶	۳۰/۳۳
SF	۹	<-۱۰	<-۸	۶/۵-۸/۵	۲۰/۳۸

همچنین، وجود سلفها و خازنهای پارازیتی ممکن است باعث شوند تقویت کننده پیشنهادی ناپایدار شود. اما تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی در پهنای باند مورد نظر کاملاً پایدار است. شکل (۱۴) نتایج شبیه سازی عوامل پایداری اشتراک K و Δ را نشان می دهد. شرایط پایداری نامشروط اشتراک به صورت روابط (۳۸) و (۳۹) بیان می شود:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (38)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 1 \quad (39)$$

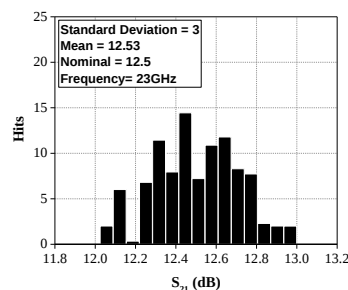
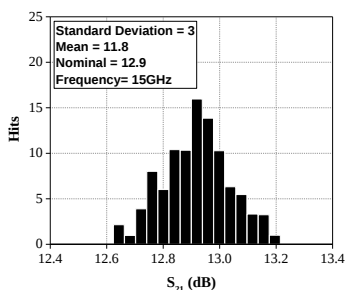
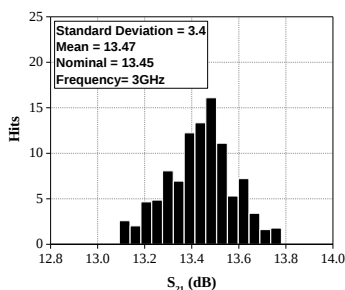
همان طور که در شکل (۱۳) مشاهده می شود، در طول پهنای باند تقویت کننده توزیع شده، K بیشتر از ۶/۵۵ و Δ کمتر از ۰/۹۷ است.

برای بررسی تغییرات فرایند ساخت، از تحلیل مونت کارلو در فرکانسهای ۳GHz، ۱۵GHz و ۲۳GHz با انحراف معیار ۰.۲٪ و با توزیع گوسی و ۱۰۰ مرتبه تکرار بر روی پهنای ترانزیستورها و ابعاد سلفها استفاده شده است. نتایج تحلیل مونت کارلو در شکل (۱۳) ارائه شده است. تحلیل مونت کارلو در کل پهنای باند نشان می دهد برای بهره تبدیل تنها ۴/۸۷٪ نمونه ها خارج از بهره تبدیل 1 ± 13 dB هستند، برای عدد نویز تنها ۱/۶۲٪ نمونه ها دارای عدد نویز بزرگتر از مقدار ۶/dB5 هستند. همچنین برای تلفات بازگشتی ورودی تمام نمونه ها و برای تلفات بازگشتی خروجی ۹۷/۸٪ بیشتر از ۱۰dB- هستند؛ بنابراین تقویت کننده ارائه شده از پایداری بسیار خوبی در برابر تلورانس ساخت ترانزیستورها برخوردار است.

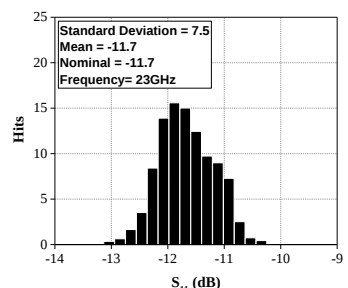
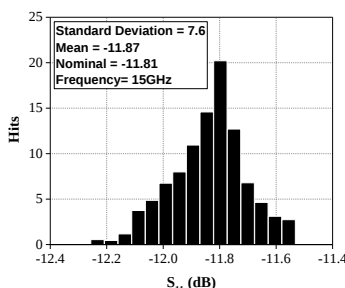
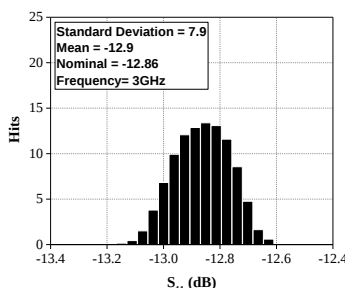
نتایج شبیه سازی تقویت کننده توزیع شده پیشنهادی در دما و گوشه های فرایند ساخت در شبیه سازی مداری به ترتیب در جداول (۳) و (۴) ارائه شده است.

جدول (۳): عملکرد تقویت کننده توزیع شده در گوشه های دمایی

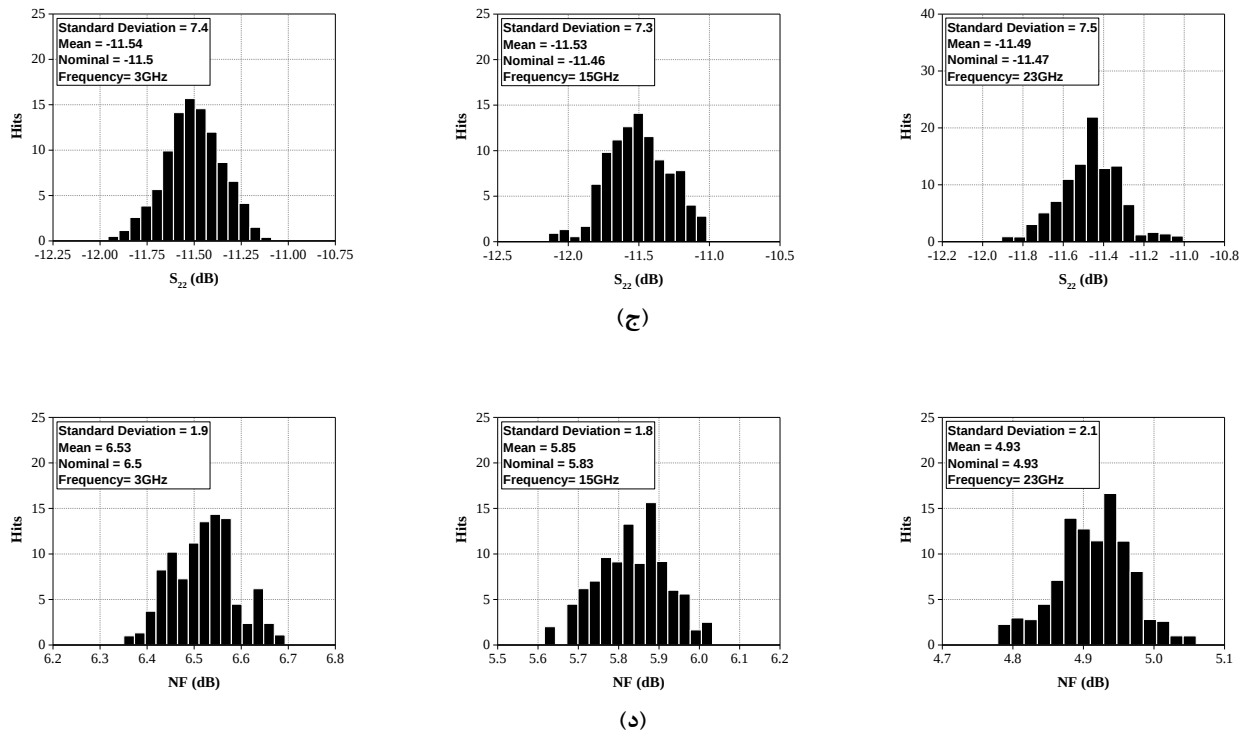
پارامترها	S_{21} (dB)	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)	NF (dB)	Power (mW)
FF@-40° C	۱۶	<-۱۰	<-۸	۳-۵/۵	۳۲/۷
TT@27° C	۱۳	<-۱۰	<-۱۰	۵-۶/۷۵	۲۵/۱۶
SS@85° C	۵	<-۱۰	<-۷	۸/۵-۱۱	۱۸/۲۳



(الف)



(ب)

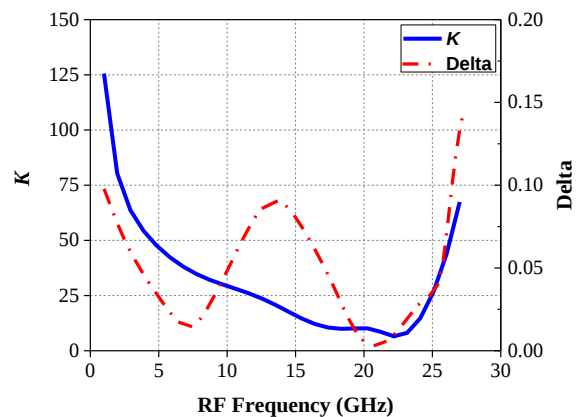


شکل (۱۳): نتایج شبیه سازی مونت کارلو (الف) بهره توان (ب) تلف بازگشتی در ورودی (ج) تلف بازگشتی در خروجی (د) عدد نویز

فن آوری نشان می دهد. اگر تمرکز بر روی توان پایین با یک ولتاژ تغذیه پایین به قیمت افزایش بهره و کاهش خطسانی باشد، مشاهده می شود که DA پیشنهادی بالاترین خطسانی و یک بهره متوسط را در مقایسه با کارهای اخیر دارد. با استفاده از همین فناوری، تقویت کننده های گزارش شده در [۱۹]، [۲۲]، [۲۵] و [۲۶] پهنای باند بیشتری را نشان می دهند، با این حال، مصرف توان آن ها بسیار بیشتر از DA ارائه شده در این مقاله است. به طور کلی و بر اساس نتایج شبیه سازی، DA پیشنهادی بالاترین FOM را در میان کارهای گزارش شده با استفاده از همان فناوری را دارد.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت کننده توزیع شده ماتریس مخروطی برای کاربردهای فرایه ن باند (UWB) ارائه شده است. در تقویت کننده پیشنهادی از یک سلول بهره متوالی قابل تنظیم برای گسترش پهنای باند و عدم استفاده از خازن های اضافی در خطوط انتقال ورودی و مرکزی تقویت کننده ماتریس مخروطی استفاده شده است. نتایج شبیه سازی در فناوری $0.18 \mu\text{m}$ CMOS و مقایسه آن با دیگر ساختارهای تقویت کننده توزیع شده نشان می دهد که مدار پیشنهادی از بهره، تطبیق ورودی و نویز مطلوبی برخوردار بوده و برای کاربرد ارتباطی UWB مناسب است.



شکل (۱۴): شبیه سازی ضرایب پایداری اشترن

در جدول (۵)، نتایج شبیه سازی مدار پیشنهادی با تعدادی از تقویت کننده گزارش شده، مقایسه شده است. همچنین، برای مقایسه عملکرد تقویت کننده پیشنهادی از معیار شایستگی (FOM) زیر استفاده شده است:

$$FOM = \frac{|S_{21}|BW_{(GHz)}}{|S_{11}||S_{22}|(|NF|-1)P_{(mW)}} \quad (40)$$

همان طور که نشان داده شده است، DA پیشنهادی بهره ۱۲dB با تلفات بازگشتی ورودی / خروجی مناسب با کمترین مصرف توان را با استفاده از منبع تغذیه ۱V در میان آثار گزارش شده با استفاده از همان

جدول (۵): مقایسه تقویت کننده پیشنهادی با تحقیقات و کارهای گذشته

مدار پیشنهادی	[۲۶]	[۲۵]	[۲۴]	[۲۳]	[۲۳]	[۲۲]	[۲۱]	[۲۰]	[۱۹]	[۱۳]	مراجع
۱۸۰	۶۵	۱۸۰	۶۵	۱۸۰	۱۸۰	۱۸۰	۱۸۰	۱۳۰	۱۸۰	۹۰	فناوری CMOS(nm)
۱ ± ۱۲	۱۵	۹	۱۰/۵	۹	۱۰	۱۲	۹/۵	۱۱	۱۷	۱۵/۸	بهره (GHz)
۱~۲۴	۳۴	۵۰	۵/۸~۱۷/۶	۲~۱۳	۲~۱۲	۳۳/۵	۱~۲۰	۳~۱۰	۲۸	۲۲	پهنای باند (S ₂₁) (GHz)
<-۱۰	<-۱۲	<-۱۲	<-۹	<-۱۰	<-۱۰	<-۸	<-۱۰	<-۱۰	<-۱۰	<-۶	تلف برگشتی در ورودی (S ₁₁)
<-۱۰	<-۱۸	<-۱۰	<-۹	<-۱۱	<-۱۱	<-۸	<-۱۰	<-۱۰	<-۱۰	<-۸	تلف برگشتی در خروجی (S ₂₂)
۵/۷۵	-	۴/۳~۵/۸	۹~۱۰	۵/۹~۷/۴	۶/۲~۸	۸/۰۵	۳~۵/۸	۳/۷	۸~۲۰	۵/۴	عدد نویز (dB)
-۶/۱۱	-	-	-	-	-	-	۵/۳	-	-	-۸/۹~۵/۷	خطسانی (IIP3)
-۳/۴۵	-	۴	۶/۸ ^a	۹/۵ ^a	۱۶ ^a	۰/۵@۳۰GHz ^a	-	-	-	-۱۷/۶~۱۵/۷	P1dB
۲۵/۱۶	۹۶۰	۲۲۰	۹۰	۱۳۲	۳۸۰	۶۹	۴۳	۲۶	۲۰۰	۱۲/۹	توان مصرفی (mW)
۱	-	-	۱/۲	۳/۳	۳/۳	۱/۸	۱/۸	۱/۲	-	۰/۹۴	ولتاژ تغذیه (V)
۰/۹۷	۱/۵۴	۰/۵۸	۰/۶۶	۱/۸۹	۱/۸۹	۰/۷۲	۱/۲	۰/۴۸	۰/۸۴	۰/۳۱	ابعاد (mm ²)
۱/۰۹	-	۰/۳۷	۰/۰۴۴	۰/۰۷۲	۰/۰۲۲	۰/۴۳	۰/۷۵	۰/۷۱	۰/۰۴	۲/۱۳	FOM × ۱۰۰

مراجع

- distributed amplifier," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2017, pp. 20–23.
- T. Shivan et al., "A 95 GHz bandwidth 12 dBm output power distributed amplifier in InP-DHBT technology for optoelectronic applications," in GeMiC 2018 - 2018 German Microwave Conference, 2018, vol. 2018–January, pp. 17–20.
 - D. P. Nguyen, A. N. Stameroff and A. Pham, "A 1.5–88 GHz 19.5 dBm output power triple stacked HBT InP distributed amplifier," 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, 2017, pp. 20–23.
 - T. Shivan et al., "A 95 GHz bandwidth 12 dBm output power distributed amplifier in InP-DHBT technology for optoelectronic applications," 2018 11th German Microwave Conference (GeMiC), Freiburg, 2018, pp. 17–20.
 - B. Machiels, P. Reynaert and M. S. J. Steyaert, "The tapered matrix amplifier: a low-power high-gain broadband amplifier," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 73, no. 3, pp. 961–967, Feb. 2012.
 - G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers, 2nd Edition, Prentice-Hall, Inc., 1996.
 - K. B. Niclas and R. R. Pereira, "The Matrix Amplifier: A High-Gain Module for Multioctave Frequency Bands," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 35, no. 3, pp. 296–306, Mar 1987.
 - A. Van Der Ziel, "Gate noise in field effect transistors at moderately high frequencies," in Proceedings of the IEEE, vol. 51, no. 3, pp. 461–467, March 1963.
 - S. D'Agostino, G. D'Inzeo, P. Marietti and G. Panariello, "A method for computing the noise figure in matrix distributed amplifier," IEEE International Digest on
 - K. U. Leuven, Dept. Elektrotechniek, "Distributed Amplification in CMOS", Kasteelpark Arenberg 10, B-3001 Leuven, Belgium, 2012.
 - M. Chen and J. Lin, "A 0.1–20 GHz low-power self-biased resistive-feedback LNA in 90 nm digital CMOS," IEEE Microw. Wirel. Components Lett., vol. 19, no. 5, pp. 323–325, May 2009.
 - H. K. Chen, D. C. Chang, Y. Z. Juang, and S. S. Lu, "A compact wideband CMOS low-noise amplifier using shunt resistive-feedback and series inductive-peaking techniques," IEEE Microw. Wirel. Components Lett., vol. 17, no. 8, pp. 616–618, Aug. 2007.
 - Bijari A, Sheikhi M. A New Ultra-Wideband Low Noise Amplifier With Continuous Gain Control. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. 2019; 16 (2) :47-55, (In Persian)
 - R. Quaglia and S. Cripps, "A Load Modulated Balanced Amplifier for Telecom Applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 66, no. 3, pp. 1328–1338, Mar. 2018.
 - Khavari A F, Mafinezhad K, Maymandi Nejad M. A Broadband Low Power CMOS LNA for 3.1–10.6 GHz UWB Receivers. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. 2018; 14 (4) :1-13
 - W. S. Percival, "Thermionic valve circuits," Br. Pat. Specif. no. 460,562, 1936.
 - E. L. Ginzton, J. H. Jasberg, J. D. Noe, W. R. Hewlett, and J. D. Noe, "Distributed Amplification," Proc. IRE, vol. 36, no. 8, pp. 956–969, 1948.
 - D. P. Nguyen, A. N. Stameroff, and A. V. Pham, "A 1.5–88 GHz 19.5 dBm output power triple stacked HBT InP

- Microwave Symposium, Dallas, TX, 1990, pp. 351-354 vol.1.
- [18] Moez, K., and Elmasry, M.I.: 'A low-noise CMOS distributed amplifier for ultra-wide-band applications', IEEE Trans. Circuits Syst. II, Express Briefs, 2008, 55, (2), pp. 126-130
- [19] C. Y. Yen, Y. W. Hsu, H. H. Chen, and Y. Y. Pan, "A 0.1-28 GHz Differential Cascaded Distributed Amplifier in 0.18- μ m CMOS Technology," in 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium, IWS 2019 - Proceedings, 2019.
- [20] G. Piccinni, G. Avitabile, C. Talarico and G. Coviello, "UWB distributed amplifier design using lookup tables and gm over ID methodology," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 90, no. 3, pp. 615-624, Nov. 2016.
- [21] B. Mesgari, S. Saeedi, and A. Jannesari, "Cell Weighting and Gate Inductive Peaking Techniques for Wideband Noise Suppression in Distributed Amplifiers," IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap., pp. 1-14, Jul. 2020.
- [22] C. Wu, T. Huang, Y. Hsiao, Y. Wu and H. Wang, "A compact and low DC power distributed amplifier with cascaded gain stages using signal-reused technique in 0.18- μ m CMOS," 2017 12th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), Nuremberg, 2017, pp. 175-178.
- [23] A. Alizadeh, M. Meghdadi, M. Yaghoobi and A. Medi, "Design of a 2-12-GHz Bidirectional Distributed Amplifier in a 0.18- μ m CMOS Technology," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 2, pp. 754-764, Feb. 2019.
- [24] V. Nguyen, H. Nam, B. Lee, and J. Park, "A 5.8- 17.6 GHz cascaded bi- directional distributed gain amplifier utilizing asymmetric stages in 65 nm CMOS," Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 61, no. 7, pp. 1683-1687, Jul. 2019.
- [25] M. Babaeinik, M. Dousti, and M. B. Tavakoli, "Analysis and Design of High Gain-Bandwidth CMOS Distributed Amplifier Utilizing a Cascaded Pseudo Differential Distributed Amplifier," J. Circuits, Syst. Comput., p. 2150005, Jul. 2020.
- [26] T. J. Chen, H. M. Su, T. H. Lee, and S. S. H. Hsu, "A 64-Gb/s 4.2-Vpp Modulator Driver Using Stacked-FET Distributed Amplifier Topology in 65-nm CMOS," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2019, vol. 2019-June, pp. 730-733.

زیر نویس ها

¹ Low Noise Amplifier

² Global System for Mobile Communication

³ Resistive-feedback amplifiers

⁴ balanced amplifiers

⁵ Percival

⁶ Ginzton

⁷ Gain band width

⁸ Machiels