

افزایش بهره و پهنای باند تقویت کننده توزیع شده با کاهش تلفات و اثرات خازن های پارازیتی خط انتقال گیت

سیدامین علوی، سیداحسان علوی و احمد حکیمی

حوزه تقویت کننده های توزیع شده بر روی نسبت شیب بهره به فرکانس انجام گرفته است. مرجع [۱۱] یک سلول بهره سورس مشترک را برای فراهم کردن بهره مسطح در پهنای باند تقویت شده ارائه کرده است. اگرچه این روش برای رسیدن به بهره مسطح موفق است اما ترانزیستور چندحالتی سورس بهره را به اندازه $1 + g_m Z_s$ برابر کاهش می دهد و در نتیجه بهره تقویت کننده توزیع شده ۴ dB کاهش می یابد.

برای جبران تلفات خطوط انتقال روش هایی هم وجود دارد که در تقابل با افزایش بهره نباشند. به عنوان مثال در [۱۲] و [۱۴] تلفات خطوط انتقال با استفاده از مقاومت منفی موازی شده با خطوط انتقال میانی جبران می شود. اضافه کردن مقاومت های منفی موازی مستقل از فرکانس، تلفات سلفها را جبران می کند اما باعث تغییر در امپدانس مشخصه خطوط انتقال در فرکانس های پایین تر و همچنین بالازدگی بهره در فرکانس های پایین می شود. برای حل این مشکل یک خازن موازی با مقاومت منفی برای جدا کردن مقاومت منفی از خطوط انتقال در فرکانس های پایین به مدار اضافه می شود و نتیجه آن رسیدن به بهره مسطح در طول باند ۴۴ GHz است. به منظور به دست آوردن یک تقویت کننده با نویز پایین و تغییرات کم عدد نویز، بهره توان مسطح و بالا می توان به [۲] مراجعه کرد که در آن با استفاده از یک سلول بهره Cascade، S_{21} بالا و مسطح حاصل شده که این سلول شامل یک طبقه Cascade با بار RLC با Q پایین و یک طبقه سورس مشترک با سلف تشدید کننده می باشد. از طرف دیگر از یک شبکه RL برای انتهای خط گیت استفاده شده که باعث کاهش نویز و مسطح شدن عدد نویز در باند فرکانسی آن و عدد نویز کمتر از ۳/۵ dB در بازه فرکانسی ۱۰/۶ - ۳/۱ GHz می شود. همچنین می توان با به کارگیری خازن های منفی در خط انتقال گیت بهره مدار را افزایش داد [۹]. خازن های منفی برای بهتر کردن اثرات بار خازن های پارازیتیک سلول های بهره در مدار به کار برده می شوند که منتج به بهبود بهره مدار در پهنای باند وسیع می شود. برای تولید خازن منفی از یک میدل امپدانس منفی استفاده شده که در آن دو ترانزیستور به صورت پشت به پشت با حلقه فیدبک مثبت متصل شده اند و سلف سری در گیت یکی از ترانزیستورها را به خازن منفی تبدیل می کنند. استفاده از خازن منفی موازی در خطوط انتقال این مدار منتج به تقویت کننده ای با بهره ۱۳/۲ dB در پهنای باند ۲۹/۴ GHz شده است. در این مقاله یک تقویت کننده توزیع شده CMOS ارائه شده که دارای بهره بالا و عدد نویز پایین در بازه فرکانسی وسیع است.

در بخش ۲ مقاله به بررسی ساختار تقویت کننده توزیع شده متداول می پردازیم. بخش ۳ و ۴ به ترتیب اثرات مقاومت منفی و خازن منفی در خط انتقال تقویت کننده توزیع شده را مورد بررسی قرار می دهند. مدار پیشنهادی سلول خازن و مقاومت منفی و شبیه سازی آن در بخش ۵ ارائه می شود و نتایج شبیه سازی آن در بخش ۶ آورده شده است.

چکیده: در این مقاله یک ساختار جدید شامل خازن و مقاومت منفی، جهت افزایش بهره و پهنای باند تقویت کننده های توزیع شده ارائه شده است. ساختار ارائه شده در خط انتقال گیت تقویت کننده توزیع شده مورد استفاده قرار گرفته و مدار حاصل در نرم افزار Advanced Design System با استفاده از مدل CMOS $0.13 \mu m$ شبیه سازی شده است. خازن منفی در خط انتقال گیت اثرات خازن های پارازیتی سلول های بهره را کاهش داده و پهنای باند تقویت کننده را افزایش می دهد و در نتیجه موجب افزایش بهره ولتاژ مدار می شود. مقاومت منفی ایجاد شده تلفات خطوط انتقال را کاهش و پهنای باند را افزایش می دهد. بهره ولتاژ شبیه سازی شده ۱۵ dB با تغییر بهره ± 0.5 dB در باند فرکانسی ۴۹ - ۰.۵ GHz می باشد. ورودی و خروجی مدار با مقاومت 50Ω تطبیق یافته اند و تلفات برگشتی از ورودی و خروجی به ترتیب زیر -8.15 dB و -9.2 dB است. این مدار دارای عدد نویزی کمتر از ۴/۶ dB و توان مصرفی آن ۹۹ mW از منبع تغذیه ۱/۸ V است.

کلید واژه: تقویت کننده توزیع شده، Distributed Amplifier، مقاومت منفی، خازن منفی.

۱- مقدمه

اخیراً تقویت کننده های CMOS توزیع شده به دلیل کاربرد در پهنای باند وسیع بسیار مورد توجه واقع شده اند. این تقویت کننده ها توانایی انتقال داده را در طیف وسیعی از باند فرکانسی با میزان بالای اطلاعات دارا می باشند و دارای مشخصات خوبی از قبیل ظرفیت بالای ارسال اطلاعات، تفکیک زمان و مکان خوب و همچنین اعوجاج چندمسیری کمتر هستند. سیستم های ارتباطی بی سیم، نرخ انتقال داده بالا، تعیین موقعیت مکانی دقیق، رادارهای تعیین موقعیت و رادارهای عکس بردار از عمق اهداف تعدادی از کاربردهای این نوع تقویت کننده ها می باشند. تقویت کننده های توزیع شده در مداراتی به کار می روند که در آنها بهره مسطح و تطبیق امپدانس خوب در ورودی و خروجی در طیف وسیعی از فرکانس مد نظر باشد.

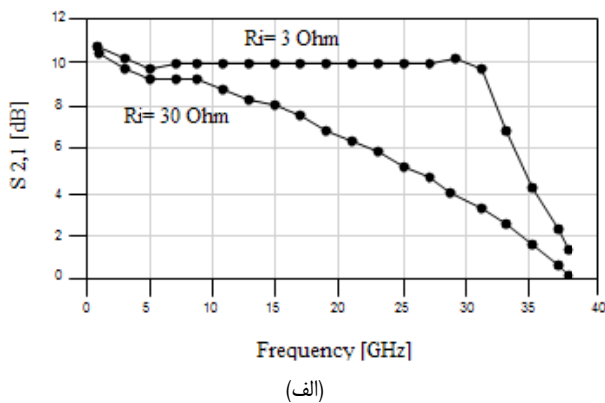
در سال های اخیر مطالعات بر روی تقویت کننده های CMOS توزیع شده، باعث ارائه ساختارهای جالب توجهی شده است [۱] تا [۱۴]. اگر تلفات خطوط انتقال با فرکانس افزایش پیدا کند به همان ترتیب بهره توان خطوط کاهش پیدا می کند، به همین دلیل بیشتر کارهای اخیر در

این مقاله در تاریخ ۲۸ اسفند ماه ۱۳۹۱ دریافت و در تاریخ ۳۱ شهریور ماه ۱۳۹۲ بازنگری شد.

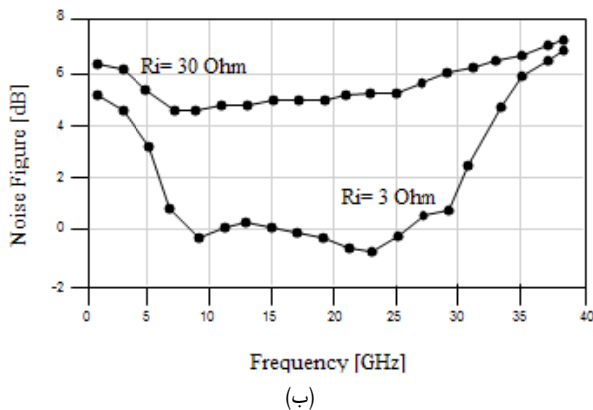
سیدامین علوی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد مشهد، مشهد، (email: aminalavi@mshdiau.ac.ir).

سیداحسان علوی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد بجنورد، بجنورد، (email: ehsanalavi9008@yahoo.com).

احمد حکیمی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شهید باهنر کرمان، کرمان، (email: hakimi@uk.ac.ir).



(الف)



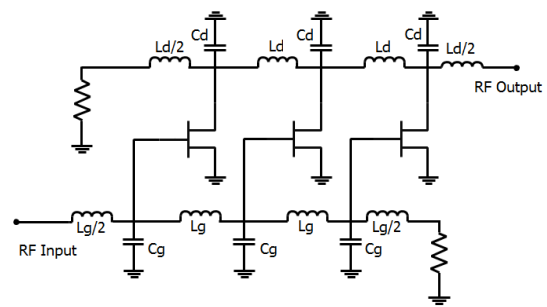
(ب)

شکل ۲: تأثیر مقاومت ورودی R_i بر عملکرد طبقه تقویت کننده توزیع شده.

۳- مقاومت منفی در خط انتقال تقویت کننده توزیع شده

مقاومت ورودی گیت- سورس (R_i) از المانهای پارازیتی عنصر فعال است که در خط گیت قرار می‌گیرد و بیشترین تأثیر این مقاومت بر روی بهره توان قابل دسترس است که این امر به دلیل وابستگی راکتانس خازن C_{gs} به فرکانس است. اندازه این راکتانس در فرکانسهای پایین زیاد است ولی در اثر افزایش فرکانس مقدار آن کاهش می‌یابد. به همین دلیل در فرکانسهای بالا قسمت اعظم سیگنال ورودی بر روی مقاومت ورودی R_i افت می‌کند. جریان ترمینال درین ترانزیستور ($g_m V_{gs}$) به هدایت انتقالی ترانزیستور و ولتاژ دو سر خازن C_{gs} وابسته است و این بدین معنی است که بهره توان قابل دسترس ادوات فعال با افزایش فرکانس تدریجاً کاهش پیدا می‌کند زیرا با افزایش فرکانس قسمت اعظم سیگنال ورودی بر روی مقاومت ورودی افت می‌کند. تأثیر مقاومت ورودی R_i بر عملکرد تقویت کننده طبقه توزیع شده توسط نتایج شبیه‌سازی در شکل ۲ نشان داده شده است.

با توجه به نتایج شبیه‌سازی در فرکانسهای بالا، بهره توان قابل دسترس با افزایش مقاومت ورودی R_i کاهش پیدا می‌کند. این اثر در فرکانسهای پایین تأثیر چندانی ندارد اما در فرکانسهای بالا از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است و علاوه بر آن کاهش مقاومت ورودی R_i باعث افزایش پهنای باند تقویت کننده می‌گردد. مقاومت ورودی R_i در فرکانسهای بالا بر تلفات بازگشتی ورودی تأثیر دارد و باعث تأثیر بر تطبیق امپدانس ورودی و امپدانس Z_{og} خط گیت می‌شود. همچنین نشان داده می‌شود که افزایش مقاومت ورودی R_i باعث افزایش مشخصه عدد نویز تقویت کننده در فرکانسهای بالا می‌شود. در این کار ارائه مقاومت منفی باعث کاهش مقاومت خط انتقال و در نتیجه منجر به افزایش بهره توان و پهنای باند و کاهش عدد نویز می‌شود [۱۲]، [۱۴] و [۱۵].



شکل ۱: تقویت کننده توزیع شده متداول.

۲- بررسی ساختار تقویت کننده CMOS توزیع شده متداول

در تقویت کننده‌های توزیع شده متداول (شکل ۱) سیگنال ورودی در طول خط گیت منتشر می‌شود و هر ترانزیستور قسمتی از سیگنال ورودی را دریافت می‌کند. ولتاژ اعمال شده به گیت هر ترانزیستور توسط هدایت انتقالی ترانزیستور تقویت شده و باعث ایجاد جریانی در ترمینال درین می‌شود. در هر نقطه از خط انتقال درین توان موج تقویت شده توسط ترانزیستور در حال منتشر شدن در جهت مستقیم به سمت بار یا معکوس است. جهت تولید یک بهره مناسب لازم است که جریانهای هر یک از ترانزیستورها در طول خط انتقال درین به سمت خروجی تقویت کننده به طور هم‌فاز با یکدیگر جمع شوند (اصطلاحاً امواج خط درین با صورت تداخل سازنده با یکدیگر ترکیب شوند). این بدین معنی است که اختلاف فاز بین ترانزیستورها در طول خط درین بایستی دقیقاً برابر با اختلاف فاز بین ترانزیستورها در طول خط گیت باشد. این امر با انتخاب مناسب ثابت انتشار و طول مناسب خطوط انتقال گیت و درین برای رسیدن به حالت هم‌فازی مناسب سیگنالهای خروجی به دست می‌آید.

تطبیق امپدانس ترمینالها نیز سبب جذب امواجی می‌شود که در مسیر معکوس در حال حرکت هستند. فرکانس قطع خط انتقال گیت معمولاً به دلیل خازنهای بزرگ سلولهای تقویت از خط انتقال درین کمتر است. از این رو فرکانس قطع تقویت کننده‌های توزیع شده متداول توسط خازنهای خط انتقال گیت (C_g) و سلفهای خط انتقال گیت (L_g) محدود می‌شود. معادلات طراحی تقویت کننده‌های توزیع شده در [۱] و [۱۵] آورده شده است. بهره ولتاژ تقویت کننده توزیع شده متداول را می‌توان به صورت

$$A_v = -\frac{Ng_m}{2\sqrt{1-(\omega/\omega_c)^2}} \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-N\theta} \quad (1)$$

که N تعداد طبقات، g_m هدایت انتقالی، ω_c فرکانس قطع خطوط انتقال و θ ثابت انتشار است. از (۱) چنین به نظر می‌آید که می‌توان با افزایش N (تعداد قطعات فعال) بهره تقویت کننده‌های توزیع شده را برای یک پهنای باند ثابت افزایش داد اما این حالت فقط برای خطوط انتقال ایده‌آل و بدون تلفات صادق است. در عمل در اثر تلفات خطوط انتقال گیت و درین، بهره مستقیم تقویت کننده‌های توزیع شده با افزایش N به صورت یکنواخت زیاد نمی‌شود. تعداد بهینه سلولهای بهره که به ازای آن می‌توان به بیشترین بهره در یک پهنای باند مشخص دست یافت معمولاً بین ۳ تا ۵ می‌باشد [۱۵] و به همین علت نمی‌توان بهره را تا هر حد دلخواه با افزایش N افزایش داد. در این مقاله از مقاومت‌های موازی منفی جهت کاهش تلفات خطوط انتقال و در نتیجه افزایش بهره و پهنای باند استفاده شده است.

تقویت کننده توزیع شده کاهش یابد. بهره ولتاژ تقویت کننده توزیع شده از رابطه زیر محاسبه می شود

$$G \approx \frac{1}{\gamma} n g_m Z. \approx \frac{1}{\gamma} n k \frac{W}{L} V_{OD} Z. \quad (۴)$$

که در آن n تعداد طبقات بهره، g_m هدایت انتقالی ترانزیستورها، Z امپدانس مشخصه، K تابع خطی از ثابت وابسته به پروسه، V_{OD} ولتاژ اوردرایو ترانزیستور و W/L نسبت عرض به طول ترانزیستور است. همان طور که در (۴) نشان داده شده، پارامترهایی که می توانند برای افزایش بهره تقویت کننده بهینه شوند، تعداد طبقات بهره (n) و هدایت انتقالی ترانزیستور (g_m) می باشند. تعداد بهینه سلول های بهره به علت تلفات خطوط انتقال محدود شده و بین ۳ تا ۵ طبقه هستند [۱۵] و بنابراین برای افزایش بهره تقویت کننده باید g_m افزایش پیدا کند. پهنای باند مدار با استفاده از رابطه زیر مشخص می شود

$$BW \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{1}{L_g C_{tot}}} \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{1}{p L_g W}} \quad (۵)$$

که در آن L_g سلف خط انتقال ورودی، p پارامتر وابسته به تکنولوژی و W عرض ترانزیستور است. با صرف نظر از خازن پارازیتیکی خط انتقال گیت، خازن کلی گیت هر ترانزیستور (C_{tot}) برابر با خازن C_{gs} است. عریض تر کردن ترانزیستورها برای تولید g_m مناسب برای بهره بالای تقویت کننده توزیع شده، مقدار خازن C_{gs} را افزایش و در نتیجه پهنای باند تقویت کننده توزیع شده را کاهش می دهد. در این کار با استفاده از خازن منفی سعی شده اثرات افزایش C_{gs} کم شود و زمانی که عرض ترانزیستور برای افزایش g_m بالا می رود و C_{gs} هم افزایش پیدا می کند با موازی کردن خازن منفی با C_{gs} مقدار آن کاهش پیدا کند و پهنای باند تقویت کننده کاهش نیابد.

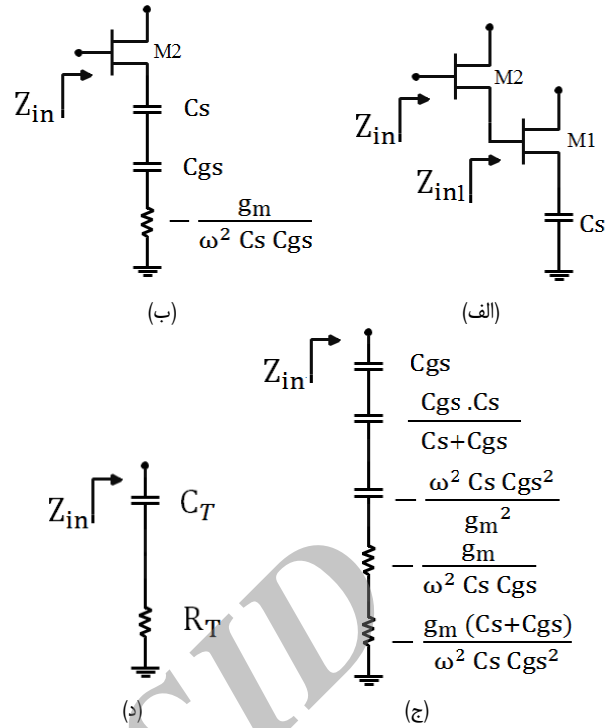
یک خازن منفی با اندازه C_n می تواند به خط انتقال گیت اضافه شود و با رابطه $C_{tot} = C_{gs} - C_n$ خازن گره را کاهش دهد، پس ترانزیستورهای ورودی سلول های بهره بدون خراب کردن پهنای باند می توانند با عرض بالا در تقویت کننده های توزیع شده به کار برده شوند [۷].

۵- سلول خازن و مقاومت منفی (NCRC)

روابط نشان می دهند اصولاً پاسخ فرکانسی تقویت کننده های توزیع شده توسط خط انتقال گیت مشخص می شود و ضریب تضعیف خط انتقال گیت نسبت به خط انتقال درین بیشتر و فرکانس قطع آن نسبت به خط انتقال درین کمتر است، بنابراین می توان نتیجه گرفت که بهره و پهنای باند یک تقویت کننده توزیع شده توسط تلفات خط گیت محدود می شود. در این مقاله قصد داریم جهت بهبود بهره و پهنای باند از خازن منفی و مقاومت منفی در خط انتقال گیت استفاده کنیم. پیاده سازی مدار سلول خازن و مقاومت منفی (NCRC) با استفاده از دو ترانزیستور پشت سر هم که در شکل ۳ نشان داده شده، صورت گرفته است. همان طور که در شکل مشاهده می شود گیت ترانزیستور M_1 به سورس ترانزیستور M_2 متصل شده و دو ترانزیستور مشابه یکدیگر هستند. Z_{in} مشاهده شده از گیت ترانزیستور M_1 به صورت زیر است

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{1}{j\omega C_{gs}} - \frac{g_m}{\omega^2 C_s C_{gs}} \quad (۶)$$

که C_g خازن پایه سورس ترانزیستور M_1 و C_{gs} خازن گیت-سورس ترانزیستور M_1 است. همان طور که از (۶) پیداست عبارات اول و دوم



شکل ۳: (الف) سلول خازن و مقاومت منفی (NCRC)، (ب) جایگذاری معادل امپدانس دیده شده از گیت ترانزیستور M_1 در سلول NCRC، (ج) جایگذاری معادل امپدانس دیده شده از گیت ترانزیستور M_2 در سلول NCRC و (د) معادل امپدانس سلول NCRC.

۴- خازن منفی در خط انتقال تقویت کننده توزیع شده

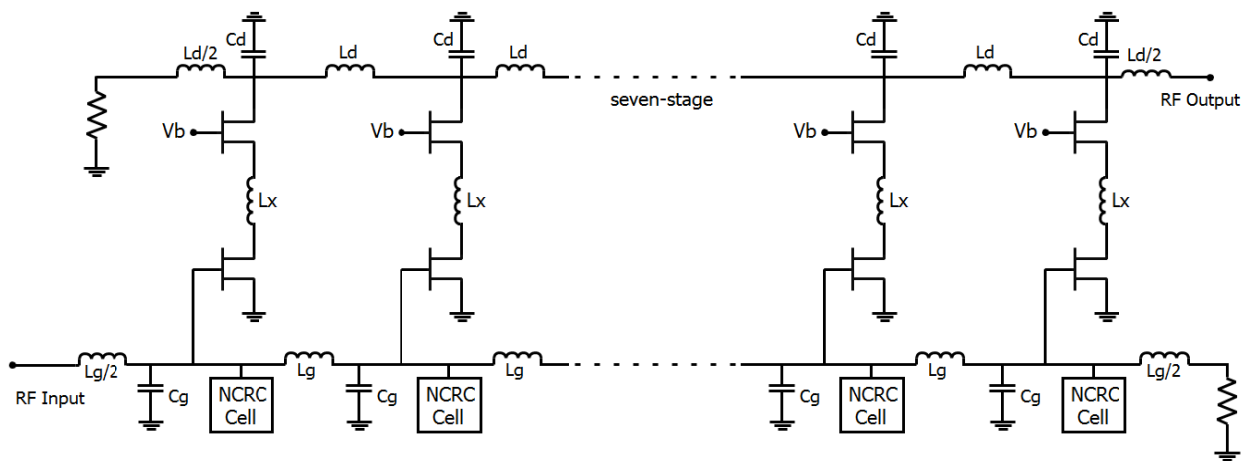
جهت دستیابی به حداکثر بهره توان قابل دسترس لازم است که امپدانس مشخصه و فرکانس قطع خطوط انتقال گیت و درین برابر باشند. امپدانس مشخصه خطوط و فرکانس قطع به ترتیب از (۲) و (۳) قابل محاسبه هستند

$$Z_g = Z_d = \sqrt{\frac{L_g}{C_g}} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} = Z. \quad (۲)$$

$$f_g = f_d = \frac{1}{\pi \sqrt{L_g C_g}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_d C_d}} = f_T \quad (۳)$$

در معادلات فوق L_g و L_d به ترتیب سلف های سری شده در خط انتقال گیت و درین و C_g و C_d خازن های موازی شده با خطوط انتقال گیت و درین می باشند (شکل ۱) که در آن $C_g = C_{gs}$ و $C_d = C_{ds}$. از آنجایی که در قطعات فعال خازن C_{gs} از خازن C_{ds} بزرگتر است (تقریباً ۴ برابر [۱۵]) و برای رسیدن به حداکثر بهره لازم است این دو خازن برابر باشند می توان با موازی کردن یک خازن منفی در خط انتقال گیت با خازن C_{gs} عنصر فعال، مقدار آن را کاهش و برابر با مقدار C_{ds} قرار داد و یا با موازی کردن یک خازن مثبت با خازن C_{ds} عنصر فعال، مقدار آن را افزایش داد و برابر با مقدار خازن C_{gs} نمود. اما هرچه مقدار خازن ها بزرگتر باشد مخصوصاً در خط انتقال گیت، اثرات بار خازن های پارازیتیکی بیشتر و باعث خراب شدن پاسخ فرکانسی تقویت کننده می شود. در نتیجه افزودن خازن منفی به خط انتقال گیت می تواند روش بهتری برای بهبود پاسخ فرکانسی تقویت کننده باشد.

در این کار ما استفاده از خازن منفی را برای جبران اثرات بار خازن های پارازیتیکی ترانزیستورها پیشنهاد می کنیم. در نتیجه برای بهره بزرگتر، سائز ترانزیستورها می توانند افزایش پیدا کنند بدون این که پهنای باند



شکل ۴: تقویت کننده توزیع شده پیشنهاد شده.

$$R_T = -\frac{g_m}{\omega^2 C_s C_{gs}} \quad (9)$$

مدار پیشنهاد شده شامل مقاومت منفی و خازن منفی به ترتیب به اندازه‌های R_T و C_T است (شکل ۳-د) که به منظور بهبود بهره، پهنای باند و عدد نویز به خط انتقال گیت تقویت کننده توزیع شده اضافه می‌شوند. تقویت کننده ارائه شده دارای هفت طبقه است که در خط انتقال گیت آن از سلول خازن و مقاومت منفی (NCRC) پیشنهادی جهت افزایش بهره و پهنای باند و کاهش عدد نویز استفاده شده است. همان طور که قبلاً ذکر شد تعداد طبقات بهینه تقویت کننده توزیع شده بین ۳ الی ۵ طبقه است اما در تقویت کننده ارائه شده به علت استفاده از مقاومت منفی در خط انتقال گیت تلفات خط انتقال کاهش پیدا کرده و به ما اجازه بالابردن تعداد طبقات را می‌دهد.

همان طور که در شکل ۴ نشان داده شده است سلول‌های NCRC به صورت موازی به گیت ترانزیستورها متصل شده‌اند و خازن منفی و مقاومت منفی را برای خط انتقال گیت تأمین کرده‌اند. مدار تقویت کننده توزیع شده هفت طبقه و شبکه بایاس آن به صورت معمول است و از یک منبع ۱٫۸ V برای بایاس تقویت کننده توزیع شده و یک منبع ۰٫۸ V برای بایاس NCRC استفاده شده است. برای رسیدن به بهترین عملکرد تقویت کننده، مقادیر سلف‌ها و خازن‌ها و عرض ترانزیستورها بهینه شده‌اند. جدول ۱ مقادیر المان‌های به کار گرفته شده در شبیه‌سازی تقویت کننده را نشان می‌دهد. ترمینال‌های تقویت کننده به امپدانس ۵۰ Ω ختم می‌شوند و همچنین از سلف L_x به منظور افزایش پهنای باند و کاهش توان مصرفی در تقویت کننده استفاده شده است [۷].

۶- نتایج شبیه‌سازی

تقویت کننده پیشنهاد شده با استفاده از برنامه ADS^۱ شبیه‌سازی شد و نتیجه‌های زیر به دست آمد. پارامترهای $S_{۱۱}$ و عدد نویز به ترتیب در شکل‌های ۵ و ۶ نشان داده شده‌اند. $S_{۱۱}$ (بهره ولتاژ) مدار ۱۵ dB و دارای ± 0.5 dB ریبیل در پهنای باند ۴۹-۰٫۵ GHz می‌باشد (فرکانس قطع مدار ۵۲٫۵ GHz است) و این در حالی است که تقویت کننده بدون استفاده از سلول خازن و مقاومت منفی بهره ۱۳ dB را در پهنای باند ۲۶-۰٫۵ GHz کسب می‌کند. تلفات ورودی و خروجی به ترتیب دارای مقادیری کمتر از -۸٫۱۵ dB و -۹٫۲ dB هستند. $S_{۱۱}$ (ایزولاسیون

جدول ۱: مقادیر المان‌های به کار گرفته شده در شبیه‌سازی تقویت کننده.

| (W/L) ۱ | (W/L) ۲ | (W/L) ۳ | (W/L) ۴ |
|---------------|---------------|---------------|---------------|
| ۵۰ μm/۰٫۱۳ μm | ۶۰ μm/۰٫۱۳ μm | ۷۰ μm/۰٫۱۳ μm | ۸۰ μm/۰٫۱۳ μm |
| (W/L) ۵ | (W/L) ۶ | (W/L) ۷ | (W/L) NCRC |
| ۹۰ μm/۰٫۱۳ μm | ۸۰ μm/۰٫۱۳ μm | ۷۰ μm/۰٫۱۳ μm | ۱۰ μm/۰٫۱۳ μm |
| L_s | L_d | L_x | C_s |
| ۰٫۲ nH | ۰٫۳ nH | ۰٫۳ nH | ۱۸۵ fF |

نشان دهنده خازن‌های C_s و C_{gs} با مقادیر مثبت و عبارت سوم بیان کننده مقاومت منفی می‌باشد. با جایگذاری مدار معادل Z_{in} در مدار شکل ۳-الف، شکل ۳-ب به دست می‌آید که شامل یک ترانزیستور با دو خازن مثبت و یک مقاومت منفی در سورس آن می‌باشد. Z_{in} محاسبه شده که نشان دهنده امپدانس دیده شده از گیت ترانزیستور M_T و یا به عبارتی امپدانس کلی مدار است، به صورت زیر است

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{C_{gs} + C_s}{j\omega C_{gs} C_s} - \frac{g_m}{j\omega^2 C_s C_{gs}^2} - \frac{g_m}{\omega^2 C_s C_{gs}} - \frac{g_m(C_{gs} + C_s)}{\omega^2 C_s C_{gs}^2} \quad (7)$$

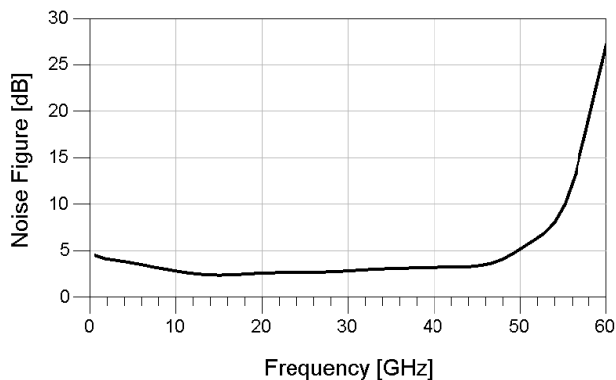
همان طور که در (۷) مشاهده می‌شود عبارات اول و دوم خازن‌های مثبت، جمله سوم خازن منفی و عبارات چهارم و پنجم مقاومت منفی هستند و مدار معادل کلی شکل ۳-الف به صورت شکل ۳-ج در می‌آید.

بسته به مقادیر C_s و C_{gs} مدار معادل NCRC می‌تواند شامل خازن مثبت و یا منفی باشد. در صورتی که $C_s = C_{gs}$ و یا $C_s \gg C_{gs}$ باشد مجموع خازن‌های موجود در مدار NCRC دارای مقداری مثبت می‌شوند که برای خط انتقال اصلاً مفید نیست. با قراردادن خازن C_s با مقداری بسیار بزرگ‌تر از خازن C_{gs} در مدار NCRC، خازن مجموع مقدار منفی به خود می‌گیرد که برابر است با

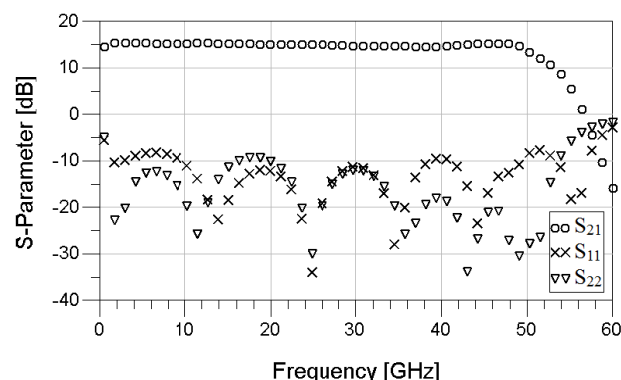
$$C_T = \frac{-\omega^2 C_s C_{gs}^2}{-2\omega^2 C_s C_{gs} + g_m^2} \quad (8)$$

برای مقادیر مختلف خازن‌های C_s و C_{gs} ، مقاومت معادل مقدار منفی دارد که بسته به اندازه‌های مختلف خازن‌های C_s و C_{gs} می‌تواند مقادیر مختلفی به خود بگیرد اما برای حالت $C_s \gg C_{gs}$ اندازه آن به صورت

زیر است



شکل ۶: شبیه سازی عدد نویز.



شکل ۵: شبیه سازی پارامترهای S.

جدول ۲: مقایسه عملکرد تقویت کننده های توزیع شده.

| منبع | تکنولوژی ساخت | بهره (dB) | پهنای باند (GHz) | ضریب بهره در پهنای باند (GHz) | عدد نویز (dB) | تعداد طبقات | منبع تغذیه (V) | توان مصرفی (mW) |
|--|---------------|-----------|------------------|-------------------------------|---------------|-------------|----------------|-----------------|
| [۱۵] | ۰٫۱۳ μm CMOS | ۲۰* | ۳-۱۰ | ۷۰ | ۲٫۹-۴٫۵ | ۲ | ۱٫۵ | ۳۷٫۸ |
| [۸] | ۰٫۱۸ μm CMOS | ۱۶* | ۰-۱۱ | ۶۹٫۴ | ۴٫۲-۵٫۷ | ۷ | ۰٫۷ | ۱۰۰ |
| [۹] | ۰٫۱۳ μm CMOS | ۱۳٫۲ | ۲۹٫۴ | ۱۳۴٫۵ | ۴٫۶-۷٫۹ | ۶ | ۱٫۵ | ۱۳۶ |
| [۱۰] | ۰٫۱۸ μm CMOS | ۱۵ | ۰٫۱-۲۵٫۵ | ۱۴۳ | - | ۵ | ۱٫۹ | ۱۷۱ |
| [۱۴] | ۰٫۱۳ μm CMOS | ۱۰ | ۴۴ | ۱۳۹ | ۲٫۵-۷٫۵ | ۸ | ۱٫۲ | ۱۰۳ |
| تقویت کننده توزیع شده با استفاده از NCRC | ۰٫۱۳ μm CMOS | ۱۵ | ۰٫۵-۵۲٫۵ | ۲۹۲ | ۲٫۴-۴٫۸ | ۷ | ۱٫۸ | ۹۹ |

* بهره توان

- [3] M. Forouzanfar and S. Naseh, "High gain CMOS UWB LNA employing thermal noise cancellation," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Ultra-Wideband, ICUWB'09*, pp. 118-122, Vancouver, Canada, 9-11 Sep. 2009.
- [4] P. Chen, P. Huang, J. Kuo, and H. Wang, "A 22-31 GHz distributed amplifier based on high-pass transmission lines using 0.18 μm CMOS technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 160-162, Mar. 2011.
- [5] M. Parlak and J. Buckwalter, "A low-power dual-channel distributed amplifier for multielement receivers," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 2, pp. 435-442, Feb. 2011.
- [6] K. Moez and I. Elmasry, "A low-noise CMOS distributed amplifier for ultra-wide-band applications," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 55, no. 2, pp. 126-130, Feb. 2008.
- [7] K. Entesari, A. Tavakoli, and A. Helmy, "CMOS distributed amplifiers with extended flat bandwidth and improved input matching using gate line with coupled inductors," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 2862-2871, Dec. 2009.
- [8] X. Guan and C. Nguyen, "Low-power-consumption and high-gain CMOS distributed amplifiers using cascade of inductively coupled common-source gain cells for UWB systems," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 8, pp. 3278-3283, Aug. 2006.
- [9] A. Ghadiri and K. Moez, "Gain-enhanced distributed amplifier using negative capacitance," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, vol. 57, no. 11, pp. 2834-2843, Nov. 2010.
- [10] C. Lee, L. Cho, and S. Liu, "0.1-25.5-GHz differential cascaded-distributed amplifier in 0.18-μm CMOS technology," in *Proc. Asian Solid-State Circuits Conf.*, pp. 129-132, 1-3 Nov. 2005.
- [11] H. Shigematsu, M. Sato, T. Hirose, F. Brewer, and M. Rodwell, "40 Gb/s CMOS distributed amplifier for fiber-optic communication systems," in *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, vol. 1, pp. 476-540, 15-19 Feb. 2004.
- [12] K. Moez and M. I. Elmasry, "A 10 dB 44 GHz loss - compensated CMOS distributed amplifier," in *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, vol. 1, pp. 548-549, San Francisco, CA, US, Feb. 2007.
- [13] S. Galal and B. Razavi, "40-Gb/s amplifier and ESD protection circuit in 0.18-μm CMOS technology," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2389-2396, Dec. 2004.
- [14] K. Moez and M. Elmasry, "A new loss compensation technique for CMOS distributed amplifiers," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 56, no. 3, pp. 185-189, Mar. 2009.

مستقیم) مدار در کل پهنای باند ۲۸ dB- و یا بهتر از آن است. عدد نویز بین ۲٫۴ dB و ۴٫۶ dB است و توان مصرفی تقویت کننده ۹۶ mW و NCRC ۳ mW است که در مجموع مدار ۹۹ mW توان مصرف می کند. مقایسه عملکرد این تقویت کننده با تقویت کننده های توزیع شده که در سال های اخیر ارائه شده در جدول ۲ آمده است. این ساختار دارای سطح نویز کمتر و بهره و پهنای باند بالا می باشد و تقویت کننده ارائه شده بیشترین ضریب بهره در پهنای باند را در طرح های مقایسه شده داراست.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت کننده توزیع شده که در خط انتقال گیت آن از سلول خازن و مقاومت منفی بهره گرفته شده ارائه و در تکنولوژی CMOS ۰٫۱۳ μm شبیه سازی شد. مقاومت منفی باعث کاهش تلفات خط انتقال گیت و منجر به افزایش پهنای باند و استفاده از خازن منفی باعث افزایش بهره تقویت کننده شد. سلول خازن و مقاومت منفی بر روی تقویت کننده توزیع شده هفت طبقه پیاده سازی شد. این تقویت کننده در محدوده فرکانسی ۰٫۵-۴۹ GHz دارای بهره ۱۵ dB است و ۹۹ mW توان از منبع تغذیه ۱٫۸ V مصرف می کند. ضریب بهره در پهنای باند ۲۹۲ می باشد که دارای بیشترین ضریب بهره در پهنای باند در بین کارهای ارائه شده سال های اخیر است.

مراجع

- [1] K. Chen and C. Wang, "A 3.1-10.6 GHz CMOS cascaded two-stage distributed amplifier for ultra-wideband application," in *Proc. IEEE Asia-Pacific Conf. on Advanced System Integrated Circuits, AP-ASIC2004*, vol. ???, pp. 296-299, 4-5 Aug. 2004.
- [2] J. F. Chang and Y. S. Lin, "Low-power, high-gain and low-noise CMOS distributed amplifier for UWB systems," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 12, pp. 634-636, Jun. 2009.

سید احسان علوی در سال ۱۳۹۱ مدرک کارشناسی مهندسی برق و الکترونیک خود را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد بجنورد دریافت نمود. وی دارای اختراعاتی در زمینه الکترونیک می باشد و زمینه های علمی مورد علاقه نامبرده مدارات و تقویت کننده های فرکانس بالا می باشد.

احمد حکیمی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق در سال ۱۳۵۶ از دانشگاه شهید باهنر کرمان و در مقاطع کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق به ترتیب در سال های ۱۳۵۹ و ۱۳۶۲ از دانشگاه فنی استانبول ترکیه دریافت نمود و هم اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق دانشگاه شهید باهنر کرمان می باشد. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی و تحلیل مدارات فرکانس بالا غیر خطی و پردازش تصویر.

[15] B. S. Virdee, A. S. Virdee, and B. Y. Benuamin, *Broadband Microwave Amplifiers*, Artech House, Inc., 2004.

سید امین علوی در سال ۱۳۸۹ مدرک کارشناسی مهندسی برق و الکترونیک خود را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد بجنورد و در سال ۱۳۹۱ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق و الکترونیک خود را از دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی کرمان دریافت نمود. در سال ۱۳۹۳ نامبرده به دوره دکترای مهندسی برق و الکترونیک در دانشگاه آزاد اسلامی واحد مشهد وارد گردید. سید امین علوی از سال ۱۳۹۲ در دانشگاه های استان خراسان شمالی مشغول به فعالیت گردید. زمینه های علمی مورد علاقه ایشان شامل موضوعاتی مانند طراحی مدارات فرکانس بالا، سنسورهای میکروالکترومکانیک و تقویت کننده های فرکانس بالا می باشد.

Archive of SID