

# مخلوط‌کننده فعال پایین‌بر جدید با خطینگی بالا برای کاربردهای WLAN

ابوالفضل بیجاری<sup>۱</sup>، استادیار؛ سلمان زندیان<sup>۲</sup>، کارشناسی ارشد

۱- گروه الکترونیک - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران - a.bijari@birjand.ac.ir

۲- گروه الکترونیک - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران - salman.zandian@birjand.ac.ir

**چکیده:** در این مقاله، یک مخلوط‌کننده فعال پایین‌بر جدید برای کاربرد در شبکه‌های محلی بی‌سیم (WLAN) ارائه می‌شود. مخلوط‌کننده پیشنهاد شده در باند فرکانس رادیویی (RF) ۲-۳ GHz و فرکانس میانی (IF) ۱۰۰ MHz با استفاده از فناوری CMOS ۰/۱۸ μm و مدل شرکت TSMC طراحی شده است. در طبقه ترانسانایی RF، یک سلول دارلینگتون تمام تفاضلی جدید معرفی می‌شود. این زوج دارلینگتون تمام تفاضلی، باعث کاهش اثرات غیرخطی مرتبه سوم (IM3) در مسیر خروجی طبقه ترانسانایی (RF) شده و در نتیجه باعث افزایش خطینگی مخلوط‌کننده می‌شود. همچنین، استفاده از بار فعال با اتصال دیودی و تکنیک تزریق جریان در مخلوط‌کننده باعث بهبود بهره تبدیل و عملکرد نویز مدار می‌شود. مدار پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزارهای ADS و Spectre-RF شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی Post-Layout نشان می‌دهند که با انتخاب بایاس بهینه برای سلول دارلینگتون، نقطه تقاطع مرتبه سوم (IIP3) تا ۱۲/۵ dBm بهبود می‌یابد. همچنین مخلوط‌کننده پیشنهادی، از مجزاسازی بالا میان درگاه‌های ورودی و خروجی، بهره تبدیل (CG) ۱۴ dB، عدد نویز (DSB-NF) پایین ۵ dB و تلفات بازگشتی ورودی (S<sub>11</sub>) کمتر از -۲۰ dB در فرکانس ورودی ۲/۴ GHz برخوردار است. توان مصرفی مخلوط‌کننده ۱۷ mW در ولتاژ تغذیه ۱/۸ V است.

**واژه‌های کلیدی:** مخلوط‌کننده، سلول دارلینگتون، خطینگی، بهره تبدیل، عدد نویز.

## A New Down Conversion Active Mixer with High Linearity for WLAN Applications

A. Bijari<sup>1</sup>, Assistant Professor; S. Zandian<sup>2</sup>, MSc

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: a.bijari@birjand.ac.ir

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: salman.zandian@birjand.ac.ir

**Abstract:** This paper presents an active down-conversion mixer for wireless local area networks (WLAN) application. The proposed down-conversion mixer is designed for 2-3 GHz radio frequency (RF) band and an intermediate frequency (IF) of 100 MHz using RF-TSMC CMOS 0.18 μm technology. A new fully differential Darlington cell is introduced in the RF transconductance stage to suppress third-order nonlinearity and improve mixer linearity. In addition, the conversion gain (CG) and noise performance of the proposed mixer are improved by using a diode-connected active load and current bleeding technique. The proposed mixer has been simulated by Advanced Design System (ADS) and Spectre-RF softwares. The results of post-layout simulation show the third-order input intercept point (IIP3) can be improved up to 12.5 dBm by optimum biasing of the Darlington cell. The proposed mixer achieves high isolation between ports, the high conversion gain of 14 dB and the low double side-band noise figure (DSB-NF) of 5 dB at the input frequency of 2.4 GHz. The mixer operates at the supply voltage of 1.8 V with power consumption of 17 mW.

**Keywords:** Mixer, Darlington cell, Linearity, Conversion gain, Noise figure.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۶/۱۶

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۹/۲۱، ۱۳۹۷/۱۰/۰۲ و ۱۳۹۸/۰۱/۲۷

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۰۹

نام نویسنده مسئول: ابوالفضل بیجاری

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

## ۱- مقدمه

افزایش نویر مخلوط‌کننده شده است. گائو<sup>۱</sup> و همکاران [۱۳] یک مخلوط‌کننده پایین‌بر با هدف کاهش نویز و افزایش خطینگی گزارش کرده‌اند. در این طراحی از تکنیک حذف نویز و تزریق جریان در طبقه ترانسانایی RF برای کاهش نویز این طبقه و بهبود خطینگی مخلوط‌کننده استفاده شده است. این طراحی دارای عدد نویز پایین و خطینگی مناسبی بوده، اما از بهره تبدیل پایینی برخوردار است. ملاعلی پور و میارنعمی [۱۴] یک مخلوط‌کننده فعال با خطسایب بالا گزارش کرده‌اند. در این طرح با استفاده از تزریق غیرخطی مرتبه دوم (IM2) در مسیر اصلی جریان طبقه ترانسانایی RF، اثر غیرخطی مرتبه سوم کاهش یافته است. اما مدار طراحی شده از عملکرد نویز ضعیفی برخوردار است. هو<sup>۱۱</sup> و ساودرا<sup>۱۲</sup> [۱۵] یک مخلوط‌کننده فعال با استفاده از تکنیک حذف نویز و تزریق جریان در طبقه ترانسانایی RF برای دستیابی به بهره و عدد نویز مناسب پیشنهاد داده‌اند. اما این طراحی مصرف توان بالایی داشته و از تطبیق امپدانس ورودی مناسبی برخوردار نیست. در این مقاله یک مخلوط‌کننده پایین‌بر فعال با عملکرد مناسب از نظر خطینگی و نویز برای کاربرد در شبکه‌های محلی بی‌سیم (WLAN) و باند فرکانسی ۲-۳ ارائه شده است. در مدار پیشنهادی، یک سلول دارلینگتون تمام تفاضلی جدید برای کاهش اثر غیرخطی مرتبه سوم (IM3) در طبقه ترانسانایی مخلوط‌کننده معرفی می‌شود. همچنین از تکنیک تزریق جریان و تشدید سلفی در طبقه ترانسانایی و استفاده از بار فعال با اتصال دیودی در طبقه خروجی برای بهبود بهره و عملکرد نویز استفاده می‌شود. این مقاله به صورت زیر سازمان‌دهی شده است. در بخش دوم، مخلوط‌کننده سلول گیلبرت نوعی بررسی می‌شود. در بخش سوم ساختار مخلوط‌کننده پیشنهاد شده معرفی و سپس تکنیک‌های پیاده‌شده در مخلوط‌کننده برای دستیابی به عملکرد مناسب به همراه محاسبات تحلیلی ارائه می‌شوند. در نهایت، نتیجه‌گیری و مقایسه با کارهای دیگران در بخش چهارم انجام می‌شود.

## ۲- مخلوط‌کننده سلول گیلبرت

امروزه آرایش سلول گیلبرت به دلیل برخورداری از ساختار تفاضلی، بهره تبدیل مناسب و مجزاسازی خوب میان درگاه‌ها، به طور گسترده استفاده می‌شود. اما این آرایش از نظر نویز و خطینگی کارایی مناسبی نداشته و نیازمند استفاده از برخی روش‌ها، برای بهبود عملکرد آن است. شکل ۱، مخلوط‌کننده سلول گیلبرت متوازن دوگانه نوعی را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، این مخلوط‌کننده از سه طبقه، ترانسانایی (RF) ( $M_1, M_2$ )، کلیدزنی (LO) ( $M_{3-6}$ ) و طبقه بار (IF) تشکیل شده و بهره تبدیل آن به صورت زیر محاسبه می‌شود [۱۶]:

$$CG = \frac{v_{IF}}{v_{RF}} = \frac{2}{\pi} g_{m1} R_L \left( 1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right) \times \frac{g_{m3}}{\sqrt{g_{m3}^2 + C_p^2 \omega^2}} \quad (1)$$

که  $g_{m1}$  و  $g_{m3}$  به ترتیب، ترانسانایی طبقه RF و طبقه کلیدزنی هستند و  $V_{P,LO}$  دامنه سیگنال نوسان‌گر محلی (LO) است. طبق رابطه (۱)، با افزایش جریان بایاس طبقه RF (و در نتیجه افزایش  $g_{m1}$ )، می‌توان بهره

امروزه، سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم بخش وسیعی از شبکه ارتباطات نظیر شبکه‌های سلولی و شبکه‌های محلی بی‌سیم<sup>۱</sup> (WLAN) را فراگرفته‌اند. این سیستم‌ها به طور کلی دارای دو بخش فرستنده و گیرنده برای دریافت و ارسال اطلاعات هستند [۱]. در بخش گیرنده، سیگنال دریافت‌شده از آنتن، بعد از عبور از فیلتر انتخاب باند توسط تقویت‌کننده کم‌نویز (LNA) تقویت شده و سپس توسط مخلوط‌کننده پایین‌بر، باند فرکانسی آن به باند فرکانس پایه منتقل می‌شود. بنابراین، تقویت‌کننده کم‌نویز و مخلوط‌کننده دو بخش مهم و تاثیرگذار بر عملکرد سیستم گیرنده RF از نظر نویز و خطینگی<sup>۲</sup> هستند [۲، ۳]. در واقع مخلوط‌کننده به عنوان یک بخش غیرخطی که وظیفه انتقال فرکانس را بر عهده دارد، تأثیر به‌سزایی بر عملکرد خطی گیرنده دارد. بنابراین، دستیابی به بهره تبدیل<sup>۳</sup> بالا، عدد نویز پایین، خطینگی بالا و مجزاسازی<sup>۴</sup> بالا میان درگاه‌های ورودی و خروجی به همراه مصرف توان کم، از مهم‌ترین پارامترهای طراحی مخلوط‌کننده پایین‌بر<sup>۵</sup> به‌شمار می‌روند [۴]. اما به دلیل وجود مصالحه میان این پارامترها، دستیابی همزمان به تمام آن‌ها بسیار مشکل است. همچنین، تطبیق امپدانس در ورودی نیز یکی دیگر از عوامل مهم در طراحی مخلوط‌کننده است؛ به طوری که برای دستیابی به حداکثر توان در خروجی LNA و یا جلوگیری از افزایش تلف جاگذاری فیلتر حذف تصویر، امپدانس ورودی مخلوط‌کننده باید با مقاومت  $50 \Omega$  تطبیق شود [۵، ۶]. در میان مخلوط‌کننده فعال نوعی، مخلوط‌کننده فعال سلول گیلبرت<sup>۶</sup> به دلیل برخورداری از بهره تبدیل مناسب، مجزاسازی خوب میان درگاه‌های ورودی و خروجی و استفاده از ساختار تفاضلی، به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرد. اما این آرایش از لحاظ نویز و خطینگی کارایی مناسبی نداشته و نیازمند استفاده از برخی روش‌ها برای بهبود عملکرد آن است [۷-۹].

در سال‌های اخیر مقالات متعددی برای طراحی مخلوط‌کننده پایین‌بر با هدف بهبود عملکرد آن گزارش شده‌اند. بابایی‌کیا و آیین<sup>۷</sup> [۱۰] یک مخلوط‌کننده پایین‌بر با نویز پایین گزارش کرده‌اند. در این طراحی از سلف فعال در طبقه ترانسانایی برای بهبود بهره و نویز مدار استفاده شده است. مدار ارائه شده دارای اندازه کوچکی بوده ولی از لحاظ خطینگی وضعیت مطلوبی ندارد. پرویزی و نبوی [۱۱] با استفاده از روش مشتقات جزئی یک مخلوط‌کننده با خطینگی بالا ارائه کرده‌اند. در این روش از ترانزیستور کمکی PMOS موازی با ترانزیستور اصلی طبقه ترانسانایی برای خنثی‌سازی اثر غیرخطی مرتبه سوم (IM3) جریان خروجی این طبقه استفاده شده است. اما به دلیل بایاس ترانزیستورهای طبقه ترانسانایی در ناحیه وارونگی قوی، این طراحی از نویز بالایی برخوردار است. ماه‌مو<sup>۸</sup> و فایتاح<sup>۹</sup> [۱۲] یک مخلوط‌کننده پایین‌بر با هدف افزایش خطینگی و کاهش توان مصرفی گزارش کرده‌اند. در طرح ارائه شده از مقاومت تبه‌شده در سورس ترانزیستورهای طبقه ترانسانایی RF (فیدبک سری-سری) برای بهبود خطینگی استفاده شده است. اما استفاده از فیدبک در طبقه ترانسانایی RF، باعث کاهش بهره تبدیل و

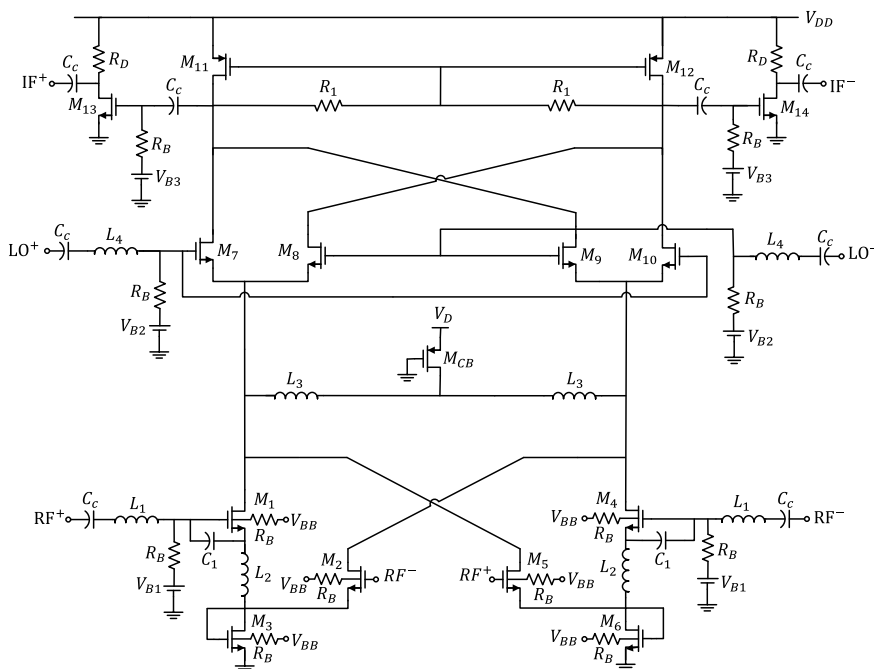
که  $\gamma$  ضریب نویز حرارتی ترانزیستور MOS است. همان طور که در رابطه (۲) مشاهده می‌شود، افزایش  $g_{m1}$  و کاهش  $g_{m3}$  باعث کاهش عدد نویز مخلوط‌کننده می‌شود. بنابراین باید جریان عبوری از طبقه ترانسسانی می‌شود که افزایش ولتاژ اضافه تحریک طبقه کلیدزنی ( $V_{eff3,4}$ ) باعث افزایش عدد نویز می‌شود. برای کاهش این مقدار در جریان بایاس ثابت، باید پهنای ترانزیستورهای این طبقه بزرگ انتخاب شده و در نتیجه ظرفیت خازنی  $C_P$  افزایش می‌یابد. از طرف دیگر افزایش  $C_P$  نیز باعث افزایش عدد نویز خواهد شد. بنابراین باید به طریقی خازن  $C_P$  را در فرکانس کاری مورد نظر خنثی کرد. در این مقاله، با استفاده از سلول دارلینگتون ضربدری<sup>۱۳</sup> جدید و تکنیک تزریق جریان در طبقه ترانسسانی و افزودن سلف موازی در گره سورس ترانزیستورهای کلیدزنی، به ترتیب افزایش  $g_{m1}$ ، مستقل شدن  $g_{m1}$  از  $g_{m3}$  و خنثی‌سازی  $C_P$  انجام می‌شود.

### ۳- ساختار مخلوط‌کننده پیشنهاد شده

مدار مخلوط‌کننده پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود، استفاده از تکنیک بایاس بدنه در ترانزیستورهای  $M_{1-6}$  باعث کاهش ولتاژ آستانه می‌شود:

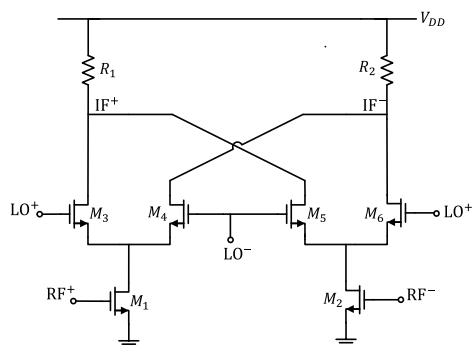
$$V_{th} = V_{th0} + \delta \left( \sqrt{2\phi_f - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_f} \right) \quad (3)$$

که  $V_{th0}$  مقدار ولتاژ آستانه با  $V_{BS} = 0$  است. همچنین،  $\delta$  پارامتر وابسته به فناوری است؛ که معمولاً مقداری بین ۰/۳ تا ۰/۴ است.



شکل ۲: مدار مخلوط‌کننده پیشنهادی

تبدیل مخلوط‌کننده را افزایش داد. همچنین مشاهده می‌شود که وجود خازن پارازیتی ( $C_P$ ) باعث کاهش بهره تبدیل مخلوط‌کننده می‌شود.

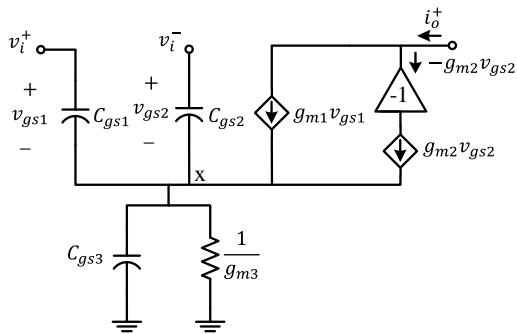


شکل ۱: مخلوط‌کننده سلول گیلبرت متوازن دوگانه نوعی

با در نظر گرفتن جریان نویز حرارتی ( $i_{n,T}$ ) و نویز فیلکر ( $i_{n,1/f}$ ) ایجاد شده توسط ترانزیستورهای MOS، عدد نویز مخلوط‌کننده سلول گیلبرت به صورت زیر محاسبه می‌شود [۱۶]:

$$NF = 1 + \frac{2 \left( \gamma g_{m3} + \frac{1}{R_L} \right) \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}}}{\frac{4R_s}{\pi^2} g_{m1}^2 \left( \frac{g_{m3}^2}{C_P^2 \omega^2 + g_{m3}^2} \right) \left( 1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} + \frac{\gamma \left( g_{m1} + \frac{C_P^2 \omega^2}{g_{m3}} \right) + \frac{2}{R_L}}{\frac{4R_s}{\pi^2} g_{m1}^2 \left( \frac{g_{m3}^2}{C_P^2 \omega^2 + g_{m3}^2} \right) \left( 1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right)} + \frac{\frac{V_{eff3,4}^2}{V_{P,LO}^2} \left( \frac{K_f}{C_{ox} W_{3,4} L_{3,4} f} \right)}{32kTR_s g_{m1}^2 \left( \frac{1}{C_P^2 \omega^2 + g_{m3}^2} \right) \left( 1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} \quad (2)$$

برای تحلیل ترانسانیی طبقه RF، مدار معادل سیگنال کوچک نیممدار زوج دارلینگتون پیشنهادی با صرف نظر از ظرفیت خازنی  $C_{gd}$  و مقاومت خروجی ترانزیستورها، مطابق شکل ۴ ارائه شده است.



شکل ۴: مدار معادل سیگنال کوچک نیممدار سلول دارلینگتون

با انجام تحلیل سیگنال کوچک، ترانسانیی کل ( $G_{mT}$ ) طبقه RF به صورت زیر محاسبه می شود:

$$G_{mT} = \frac{i_o^+}{v_i^+} = \frac{g_{m2} s(2C_{gs1} + C_{gs3}) + g_{m1} s(2C_{gs2} + C_{gs3})}{s(C_{gs1} + C_{gs1} + C_{gs1}) + g_{m1} + g_{m2} + g_{m3}} + \frac{4g_{m1}g_{m2} + g_{m3}(g_{m1} + g_{m2})}{s(C_{gs1} + C_{gs1} + C_{gs1}) + g_{m1} + g_{m2} + g_{m3}} \quad (4)$$

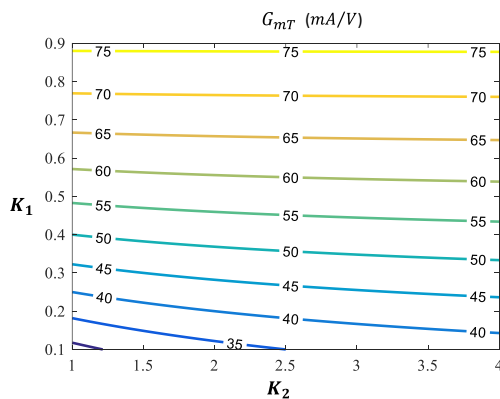
با فرض  $\omega \ll \omega_T$  و تشدید در فرکانس ۲/۴ GHz، رابطه (۴) به صورت زیر ساده می شود:

$$G_{mT} \cong \frac{4g_{m1}g_{m2} + g_{m3}g_{m1} + g_{m2}g_{m3}}{g_{m1} + g_{m2} + g_{m3}} \quad (5)$$

همچنین با در نظر گرفتن  $K_1 = g_{m2}/g_{m1}$  و  $K_2 = g_{m3}/g_{m1}$ ، رابطه (۵) را می توان بر حسب  $g_{m1}$  ساده کرد:

$$G_{mT} = \left( \frac{(K_2 + 4)K_1 + K_2}{K_1 + K_2 + 1} \right) g_{m1} \quad (6)$$

شکل ۵، کانتور تغییرات  $G_{mT}$  را بر حسب تغییرات  $K_1$  و  $K_2$  و با فرض  $g_{m1} = 40 \text{ mA/V}$  نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، با افزایش  $K_1$  به بیش از ۰/۲۵ در  $K_2$  ثابت می توان ترانسانیی کل را به بیش از  $g_{m1}$  افزایش داد. اما با توجه به اثر تغییرات  $K_1$  ( $g_{m2}$ )، بر روی خطینگی، نویز و تطبیق امپدانس ورودی، باید مقدار آن با دقت انتخاب شود؛ تا باعث تضعیف عملکرد مخلوط کننده نشود.

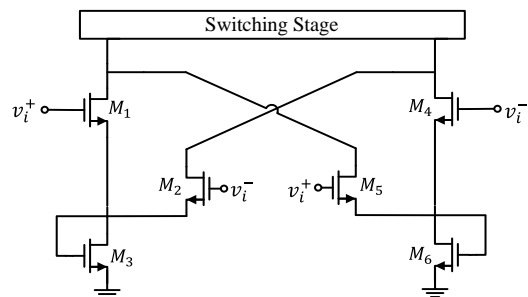


شکل ۵: کانتور تغییرات  $G_{mT}$  بر حسب  $K_1$  و  $K_2$  با فرض  $g_{m1} = 40 \text{ mA/V}$

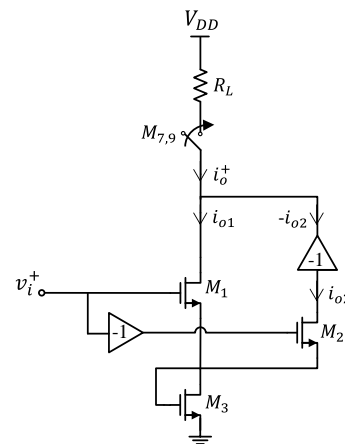
سلف های  $L_1$  و  $L_2$  و خازن  $C_1$  شبکه تطبیق ورودی را تشکیل می دهند. تکنیک تزریق جریان توسط ترانزیستور  $M_{CB}$  و سلف  $L_3$  در طبقه ترانسانیی RF انجام شده است. ترانزیستورهای  $M_{7-10}$  عمل کلیدزنی میان سیگنال های RF و LO را انجام داده و به دلیل استفاده از تکنیک تزریق جریان، دارای جریان بسیار کمتری نسبت به طبقه ترانسانیی ( $M_{1-6}$ ) هستند. همچنین، از سلف  $L_4$  برای بهبود تطبیق امپدانس در طبقه کلیدزنی استفاده شده است. از ترانزیستورهای  $M_{11}$  و  $M_{12}$  به همراه مقاومت  $R_1$  برای پیاده سازی بار فعال با اتصال دیودی در طبقه خروجی مخلوط کننده استفاده شده است؛ که باعث بهبود بهره تبدیل و نویز مدار پیشنهادی می شود. همچنین از ترانزیستورهای  $M_{13}$  و  $M_{14}$  برای ایجاد طبقه سورس مشترک در خروجی و بهبود بهره مدار استفاده شده است.

### ۳-۱- سلول دارلینگتون پیشنهادی

شکل ۳ (الف) مدار سلول گیلبرت پیشنهادی را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، مدار پیشنهاد شده به صورت تمام تقاضلی بوده و دارای آرایش اتصال ضربدری است. مطابق ساختار نیممدار ارائه شده در شکل ۳ (ب)، جریان طبقه RF ( $i_{RF}$ ) از دو مسیر اصلی ( $M_1$ ) و کمکی ( $M_2$ ) تأمین می شود؛ که می توان از آن برای افزایش  $g_m$  طبقه ترانسانیی RF و کاهش اثر غیرخطی مرتبه سوم این طبقه استفاده کرد. همچنین ترانزیستور  $M_3$  به عنوان بار دیودی استفاده شده و تزریق سیگنال از  $M_1$  به سورس  $M_2$ ، به کمک آن انجام می شود.



(الف)

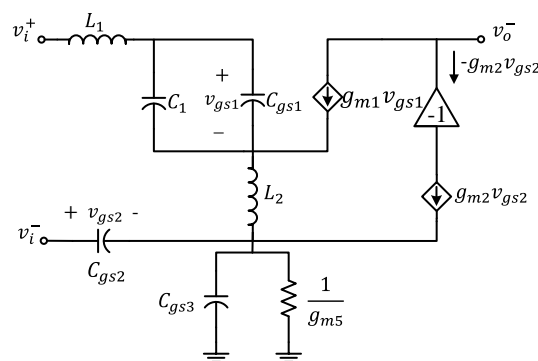


(ب)

شکل ۳: (الف) سلول دارلینگتون پیشنهادی، (ب) نیم مدار معادل آن

۲-۳- امپدانس ورودی

شکل ۶، مدار معادل سیگنال کوچک بخش ورودی مخلوط کننده پیشنهاد شده را برای محاسبه امپدانس ورودی نشان می دهد.



شکل ۶: مدل سیگنال کوچک طبقه RF برای محاسبه امپدانس ورودی

با انجام تحلیل سیگنال کوچک، امپدانس ورودی به صورت زیر محاسبه می شود:

$$Z_{in}(s) = \frac{AS^3 + BS^2 + CS + (g_{m1} + g_{m2} + g_{m3})}{(C_{gs1} + C_1)S((C_{gs3} + 2C_{gs2})S + (2g_{m2} + g_{m3}))} \quad (7)$$

که،

$$A = (L_1 + L_2)(C_{gs3} + C_{gs2})C_x \quad (8)$$

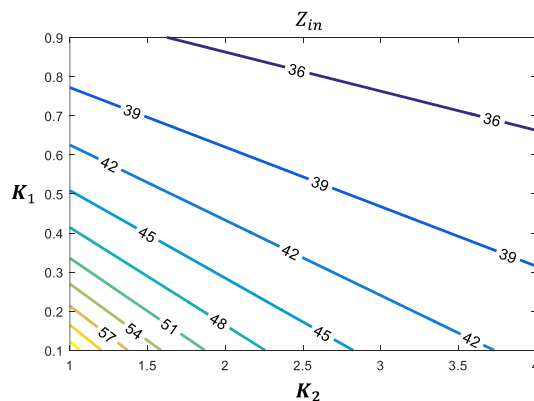
$$B = (L_1 + L_2)(g_{m2} + g_{m3})C_x + L_2g_{m1}(C_{gs3} + C_{gs2}) \quad (9)$$

$$C = C_x + (g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m3})L_2 + C_{gs3} + C_{gs2} \quad (10)$$

با فرض  $\omega \ll \omega_T$  و تشدید در فرکانس مرکزی ۲/۴ GHz، رابطه (۷) را می توان به صورت زیر ساده کرد:

$$R_{in} \cong \left( \frac{g_{m1}(K_1 + K_2)L_2}{C_x(2K_1 + K_2)} + \frac{1}{g_{m1}(2K_1 + K_2)} \right) \quad (11)$$

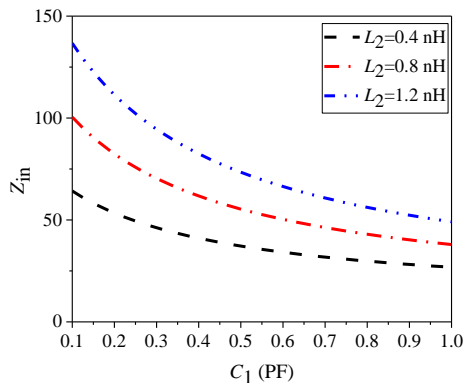
که  $C_x = C_{gs1} + C_1$  و  $K_1 = g_{m2}/g_{m1}$ ،  $K_2 = g_{m3}/g_{m2}$  است. شکل ۷ کانتور تغییرات امپدانس ورودی را بر حسب تغییرات  $K_1$  و  $K_2$  و با فرض مقادیر  $L_2 = 0.8$  nH و  $C_x = 1$  pF،  $g_{m1} = 40$  mA/V نشان می دهد.



شکل ۷: کانتور تغییرات امپدانس ورودی با  $K_1$  و  $K_2$  با فرض مقادیر

$$L_2 = 0.8 \text{ nH و } C_1 = 0.5 \text{ pF } g_{m1} = 40 \text{ mA/V}$$

همان طور که در شکل ۷ مشاهده می شود، با انتخاب مقادیر  $K_1$  کمتر از ۰/۴ در یک  $K_2$  ثابت می توان به امپدانس ورودی مناسبی برای مخلوط کننده پیشنهادی دست یافت. همچنین با توجه به رابطه (۱۱)، سلف  $L_2$  و خازن  $C_1$  نیز در ایجاد تطبیق ورودی تاثیرگذار هستند. شکل ۸ نمودار تغییرات امپدانس ورودی بر حسب تغییرات خازن  $C_1$  و سلف  $L_2$  را در  $K_1 = 0.2$ ،  $K_2 = 2$ ،  $g_{m1} = 40$  mA/V را نشان می دهد.



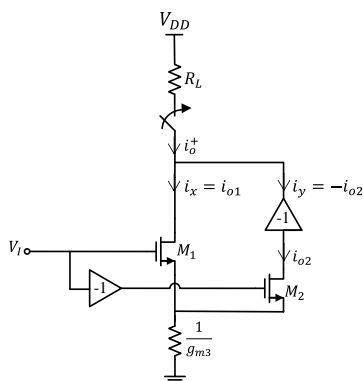
شکل ۸: تغییرات امپدانس ورودی بر اساس تغییرات  $C_1$  و  $L_2$

۳-۳- خطینگی مخلوط کننده

بخش قابل توجهی از اعوجاج در یک مخلوط کننده فعال ناشی از اثرات غیرخطی ایجاد شده توسط ترانزیستورهای طبقه ترانسانایی RF است [۱۱]. بنابراین، برای دستیابی به خطینگی مناسب در یک مخلوط کننده باید این اثرات غیرخطی را تا حد امکان در طبقه ترانسانایی RF کاهش داد. جریان سیگنال کوچک درین یک ترانزیستور MOS را می توان با استفاده از سری تیلور به صورت زیر بیان کرد:

$$i_d = g_m v_{gs} + g'_m v_{gs}^2 + g''_m v_{gs}^3 \quad (13)$$

که  $g_m$ ،  $g'_m$  و  $g''_m$ ، به ترتیب ضرایب خطی، غیرخطی مرتبه دوم و غیرخطی مرتبه سوم ترانسانایی هستند. در شکل ۹، مدل سیگنال کوچک نیم مدار طبقه ترانسانایی RF، برای تحلیل خطینگی مخلوط کننده نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود، در طرح پیشنهادی از مسیر کمکی  $M_2$  برای کاهش اثر غیرخطی مؤلفه مرتبه سوم ناشی از مسیر اصلی تقویت سیگنال ( $M_1$ ) استفاده شده است.

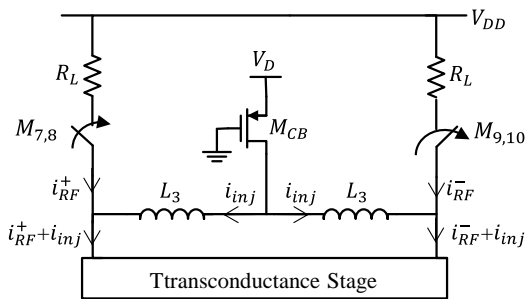


شکل ۹: مدل سیگنال کوچک نیم مدار تفاضلی طبقه ترانسانایی RF

بنابراین، با توجه به شکل‌های ۵، ۶ و ۷، و با فرض  $g_{m1}=40 \text{ mA/V}$  می‌توان مقدار  $K_1$  را میان  $0.3$  تا  $0.4$  انتخاب کرد؛ تا به‌توان به تطبیق امپدانس مناسب، بهره و خطینگی بالا در طبقه ترانسانیایی دست یافت.

### ۴-۳- تکنیک تزریق جریان

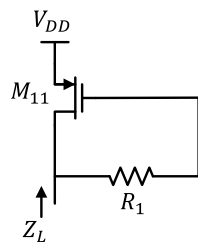
شکل ۱۱، مدار تزریق جریان و خنثی‌سازی ظرفیت خازنی ایجاد شده در سورس ترانزیستورهای کلیدزنی ( $C_P$ ) را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، جریان ایجاد شده توسط  $M_{CB}$  باعث افزایش جریان طبقه ترانسانیایی RF شده و سلف  $L_3$  نیز با تشدید با  $C_P$  در فرکانس RF مورد نظر، اثر آن را در پهنای باند RF ورودی کاهش می‌دهد. در واقع با این روش، می‌توان جریان بسیار کمی را برای طبقه کلیدزنی در نظر گرفت و در نتیجه  $V_{eff}$  ترانزیستورهای کلیدزنی را کاهش و بازه خطی ورودی آن‌ها را کاهش و عملکرد آن‌ها را بهبود داد.



شکل ۱۱: مدار تزریق جریان و خنثی‌سازی اثر  $C_P$

### ۳-۵- بار فعال با اتصال دیودی

استفاده از بار فعال با اتصال دیودی در طبقه خروجی (IF) مخلوط‌کننده با وجود فراهم کردن سوئینگ مطلوب در خروجی، باعث کاهش بهره تبدیل و افزایش نویز مخلوط‌کننده می‌شود. در مدار پیشنهادی، برای رفع این مشکل از ترانزیستور PMOS با فیدبک مقاومتی به‌عنوان بار فعال در طبقه خروجی مطابق شکل ۱۲ استفاده شده است.



شکل ۱۲: بار فعال با اتصال دیودی در طبقه خروجی (IF)

در واقع استفاده از مقاومت  $R_1$  در مسیر فیدبک، باعث افزایش پهنای باند و بهبود بهره تبدیل مخلوط‌کننده خواهد شد. به‌طوری‌که امپدانس دیده‌شده ( $Z_L$ ) از ورودی بار فعال با اتصال دیودی به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

در این حالت جریان سیگنال کوچک عبوری از ترانزیستور  $M_1$  برحسب سیگنال ورودی، به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$i_x = \alpha_1 v_i + \alpha_2 v_i^2 + \alpha_3 v_i^3 \quad (12)$$

به‌طور مشابه، جریان عبوری از ترانزیستور  $M_2$  نیز بر حسب سیگنال ورودی تعریف می‌شود:

$$i_y = -\beta_1 v_i - \beta_2 v_i^2 - \beta_3 v_i^3 \quad (13)$$

با استفاده از روابط (۱۲) و (۱۳)، جریان کل خروجی از طبقه ترانسانیایی RF برابر است با:

$$i_o = i_x + i_y = (\alpha_1 - \beta_1)v_i + (\alpha_2 - \beta_2)v_i^2 + (\alpha_3 - \beta_3)v_i^3 \quad (14)$$

که  $\gamma_1 = \alpha_1 - \beta_1$  ضریب خطی و  $\gamma_2 = \alpha_2 - \beta_2$  و  $\gamma_3 = \alpha_3 - \beta_3$  به‌ترتیب ضرایب غیرخطی مرتبه‌دوم و سوم ترانسانیایی کل طبقه RF هستند و به‌صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\gamma_1 = \left( \frac{\partial i_x}{\partial v_i} \Big|_{v_i=0} - \frac{\partial i_y}{\partial v_i} \Big|_{v_i=0} \right) \quad (15)$$

$$\gamma_2 = \left( \frac{\partial^2 i_x}{\partial v_i^2} \Big|_{v_i=0} - \frac{\partial^2 i_y}{\partial v_i^2} \Big|_{v_i=0} \right) \quad (16)$$

$$\gamma_3 = \left( \frac{\partial^3 i_x}{\partial v_i^3} \Big|_{v_i=0} - \frac{\partial^3 i_y}{\partial v_i^3} \Big|_{v_i=0} \right) \quad (17)$$

با محاسبه روابط فوق، ضریب غیرخطی مرتبه‌سوم ترانسانیایی کل طبقه RF ( $\gamma_3$ )، به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\gamma_3 = \frac{6 g_{m1}}{v_{eff1}^2} \times \frac{N}{D} \quad (18)$$

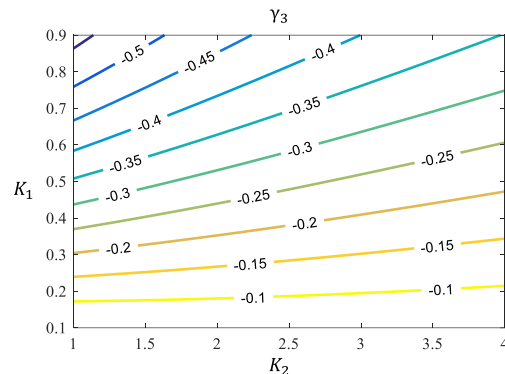
که،

$$N = (K_1^2 + 6K_1 + 1) \times (72K_1^4 + 69K_1^3 K_2 + 354K_1^3 + 275K_1^2 K_2 + 374K_1^2 + 100K_1 K_2 + 9K_1 + 4K_2 + 4) \quad (19)$$

و

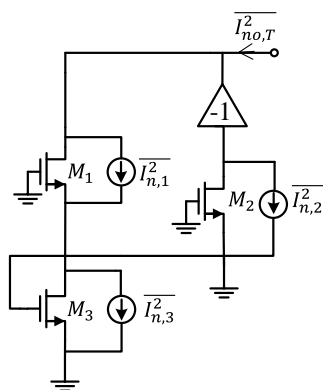
$$D = (K_1 + K_2 + 1)(K_1 + 2)(K_1 + 3)^3(3K_1 + 4)(3K_1 + 1) \quad (20)$$

شکل ۱۰ کانتور تغییرات  $\gamma_3$  بر حسب  $K_1$  و  $K_2$  و با فرض مقادیر  $v_{eff1}=0.2 \text{ V}$  و  $g_{m1}=40 \text{ mA/V}$  مشاهده می‌شود، در یک  $K_2$  ثابت با افزایش مقدار  $K_1$ ، مقدار ضریب غیرخطی مرتبه‌سوم افزایش یافته و خطینگی مخلوط‌کننده کاهش می‌یابد.



شکل ۱۰: کانتور تغییرات  $\gamma_3$  بر حسب  $K_1$  و  $K_2$  و با فرض  $g_{m1}=40 \text{ mA/V}$  و  $v_{eff1}=0.2 \text{ V}$





شکل ۱۳: مدل نیم‌مدار طبقه RF برای محاسبه نویز مخلوط‌کننده

بنابراین، جریان نویز حرارتی در خروجی طبقه ترانساینایی RF به صورت

$$\overline{I_{no,T}^2} = \overline{I_{n,1}^2} + \overline{I_{n,2}^2} + \overline{I_{n,3}^2} \quad (۲۷)$$

که،

$$\overline{I_{n,i}^2} = 4kT\gamma g_{mi} \quad (۲۸)$$

با انجام تحلیل سیگنال کوچک و ساده‌سازی سازی روابط،  $\overline{I_{no,T}^2}$  به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\overline{I_{no,T}^2} = 4KT\gamma \left( \frac{N}{(g_{m1} + g_{m2} + g_{m3})^2} \right) \quad (۲۹)$$

که،

$$N = ((-4g_{m2} + g_{m3})g_{m1} + g_{m3}(g_{m2} - g_{m2}))(g_{m1} - g_{m2}) \quad (۳۰)$$

بنابراین با در نظر گرفتن  $K_1 = g_{m2}/g_{m1}$  و  $K_2 = g_{m3}/g_{m2}$ ، رابطه (۲۹) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\overline{I_{no,T}^2} = 4KT\gamma \left( \frac{(K_1 - 1)((K_2 + 4)K_1 - K_2^2 - K_2)}{(K_1 + K_2 + 1)^2} \right) g_{m1} \quad (۳۱)$$

با استفاده از روابط (۲) و (۳۱)، عدد نویز مخلوط‌کننده پیشنهادی به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$NF = 1 + \frac{\pi^2(\gamma g_{m7} + g_{m9}) \frac{V_{eff7,8}}{5\pi V_{P,LO}}}{2R_s \left( \left( \frac{(K_2 + 4)K_1 + K_2}{K_1 + K_2 + 1} \right) g_{m1} \right)^2 \left( 1 - \frac{V_{eff7,8}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} + \frac{\pi^2 \left( \gamma \left( \frac{(K_2 + 4)K_1 + K_2}{K_1 + K_2 + 1} \right) g_{m1} + 2g_{m11} \right)}{4R_s \left( \left( \frac{(K_2 + 4)K_1 + K_2}{K_1 + K_2 + 1} \right) g_{m1} \right)^2 \left( 1 - \frac{V_{eff7,8}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} + \frac{g_{m7}^2 \frac{V_{eff7,8}^2}{V_{P,LO}^2} \left( \frac{K_f}{C_{ox} W_{7,8} L_{7,8} f} \right)}{32kTR_s \left( \left( \frac{(K_1 - 1)((K_2 + 4)K_1 - K_2^2 - K_2)}{(K_1 + K_2 + 1)^2} \right) g_{m1} \right)^2} \times \frac{1}{\left( 1 - \frac{V_{eff7,8}}{5\pi V_{P,LO}} \right)^2} \quad (۳۲)$$

$$Z_L = \frac{(1 + R_1 C_{gs11} s)}{g_{m11} \left( 1 + \frac{C_{gs11} s}{g_{m11}} \right)} \quad (۲۱)$$

بنابراین،  $Z_L$  در محدوده فرکانسی  $\omega \ll (g_{m11}/C_{gs11})$  به صورت زیر ساده می‌شود:

$$Z_L = \frac{1}{g_{m11}} + \frac{R_1 C_{gs11} s}{g_{m11}} \quad (۲۲)$$

بنابراین، طبق رابطه (۲۲) مشخص می‌شود که افزودن مقاومت  $R_1$  باعث ایجاد یک امپدانس سلفی در گره خروجی (IF) شده و می‌تواند با تشدید با ظرفیت خازنی ایجادشده در این گره ( $C_L$ )، باعث افزایش پهنای باند و بهبود بهره تبدیل مخلوط‌کننده شود. همچنین در صورتی که جریان عبوری از طبقه کلیدزنی و در نتیجه جریان عبوری از بار فعال با اتصال دیودی کوچک انتخاب شود، می‌توان به مقاومت بار  $(1/g_{m11})$  قابل توجهی در خروجی دست یافت.

### ۳-۶- بهره تبدیل

بهره تبدیل کل مخلوط‌کننده پیشنهادی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$CG_T = CG \times A_{v,CS} \quad (۲۳)$$

که  $A_{v,CS}$  بهره طبقه تقویت‌کننده سورس مشترک (CS) در خروجی و  $CG$  بهره تبدیل طبقه اول مخلوط‌کننده است. با توجه به رابطه (۱) و با فرض خنثی‌سازی خازن  $C_P$  توسط سلف  $L_3$  و تشدید در فرکانس ورودی ۲/۴ GHz بهره تبدیل طبقه اول مخلوط‌کننده پیشنهادی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$CG = \frac{2}{\pi} \times \left( \frac{4g_{m1}g_{m1} + g_{m1}g_{m3} + g_{m2}g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2} + g_{m3})g_{m11}} \right) \left( 1 - \frac{V_{eff7,8}}{5\pi V_{P,LO}} \right) \quad (۲۴)$$

و بهره طبقه سورس مشترک در باند IF به صورت زیر بیان می‌شود:

$$A_{v,CS} = -g_{m13}R_D \quad (۲۵)$$

بنابراین، بهره تبدیل کل به صورت زیر محاسبه می‌شود:

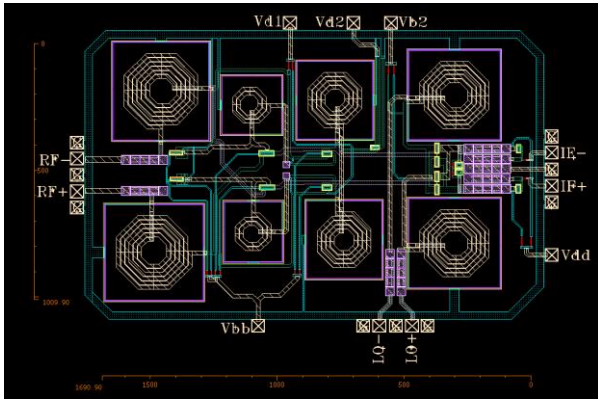
$$CG_T = -\frac{2}{\pi} \frac{g_{m1}g_{m13}R_D}{g_{m11}} \left( \frac{K_2K_1 + 4K_1 + K_2}{1 + K_1 + K_2} \right) \times \left( 1 - \frac{V_{eff7,8}}{5\pi V_{P,LO}} \right) \quad (۲۶)$$

رابطه (۲۶) نشان می‌دهد که افزایش  $K_1$  تأثیر به مراتب بیشتری نسبت به  $K_2$  بر افزایش بهره تبدیل مخلوط‌کننده دارد. اما با توجه به مطالب گفته‌شده، مقدار  $K_1$  باید طوری انتخاب شود تا مصالحه میان خطینگی، بهره تبدیل و امپدانس ورودی مخلوط‌کننده برقرار شود.

### ۳-۷- عدد نویز

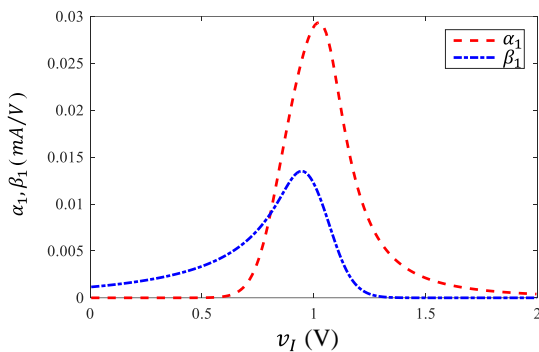
برای محاسبه عدد نویز مخلوط‌کننده پیشنهادی، با توجه به رابطه (۲)، ابتدا جریان معادل نویز در خروجی طبقه ترانساینایی RF محاسبه می‌شود. در تحلیل نویز این طبقه، به دلیل عملکرد فرکانس بالا و سادگی محاسبات، از دو منبع نویز حرارتی در گیت و نویز فلیکر ترانزیستور MOS صرف‌نظر می‌شود. اما مطابق شکل ۱۳، سه منبع جریان نویز حرارتی برای محاسبه عدد نویز در نظر گرفته شده‌اند.

ترانسانیایی  $M_2$  و  $M_1$  ( $\beta_1$  و  $\alpha_1$ ) را بر حسب ولتاژ ورودی نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود که  $\beta_1$  و  $\alpha_1$  هم‌فاز بوده و باعث افزایش مؤلفه خطی ترانسانیایی کل ( $\gamma_1$ ) طبقه ترانسانیایی RF می‌شوند.

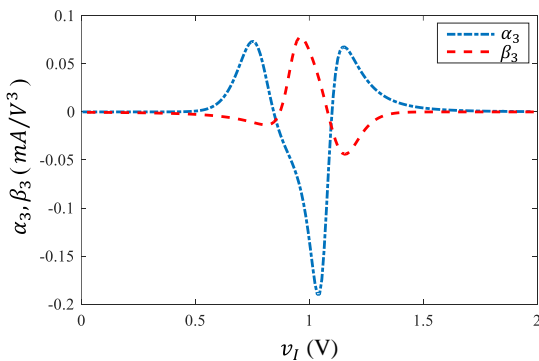


شکل ۱۴: جانمایی مخلوط کننده پیشنهادی

شکل ۱۵ (ب) نمودار تغییرات مؤلفه‌های غیرخطی مرتبه سوم ترانسانیایی  $M_2$  و  $M_1$  را بر حسب تغییرات ولتاژ ورودی نشان می‌دهد. بنابراین مشاهده می‌شود که  $\beta_3$  و  $\alpha_3$  غیر هم‌فاز بوده و پیک نمودار  $\beta_3$  در نقطه بایاس  $V_B=1$  V واقع شده است و به خوبی می‌تواند در این نقطه اثر غیرخطی مرتبه سوم را در طبقه ترانسانیایی RF کاهش دهد.



(الف)



(ب)

شکل ۱۵: (الف) مولفه‌های خطی، (ب) و مولفه‌های غیرخطی مرتبه سوم ترانسانیایی ترانزیستورهای  $M_2$  و  $M_1$

همان‌طور که از رابطه (۳۲) مشاهده می‌شود، با انتخاب  $g_{m1}$  بزرگ‌تر و یا  $g_{m7}$  کوچک‌تر، می‌توان به عدد نویز پایین‌تری در مدار پیشنهادشده دست یافت.

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی

مدار مخلوط‌کننده پیشنهادی با فناوری RF CMOS  $0.18 \mu\text{m}$  شرکت TSMC طراحی و با استفاده از نرم افزارهای ADS و Spectre-RF شبیه‌سازی مدار و Post-Layout شده است. در طراحی از منبع تغذیه  $V_{DD}=1/8$  V استفاده شده و با در نظر گرفتن حداقل طول کانال برای تمام ترانزیستورها، مقادیر المان‌های مدار در جدول ۱ ارائه شده است.

جدول ۱: مقادیر طراحی مخلوط‌کننده پیشنهادشده

پارامتر	مقدار		جریان	
ترانزیستور	$M_{1,4}$	$32 \times (7 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D=4/47$ mA	
	$M_{2,5}$	$50 \times (1/5 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D=1/25$ mA	
	$M_{3,6}$	$64 \times (7 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D=5/86$ mA	
	$M_{CB}$	$25 \times (1/5 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D=2/2$ mA	
	$M_{7,10}$	$35 \times (4 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D=3/2$ mA	
	$M_{11,12}$	$18 \times (8 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D=4/6$ mA	
	$M_{13,14}$	$25 \times (5 \mu\text{m} / 0.18 \mu\text{m})$	$I_D=1/4$ mA	
	مقدار		مقدار	
المان فشرده	$L_1$	۲/۵	$C_c$	۵ pF
	$L_2$	۰/۳	$C_1$	۰/۵ pF
	$L_3$	۱/۳	$R_D$	۰/۵ K $\Omega$
	$L_4$	۲/۵	$R_B$	۲۰ K $\Omega$
بایاس	$V_{B1}$	۱ V	$V_{B3}$	۰/۵۵ V
	$V_{B2}$	۱/۲۵ V	$V_{d1}$	۱/۱ V
	$V_{BB}$	۰/۴ V	$V_{DD}$	۱/۸ V

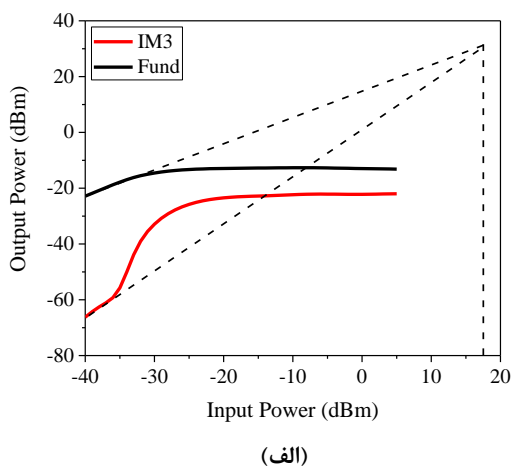
در نتایج شبیه‌سازی مخلوط‌کننده پیشنهادی، توان سیگنال ورودی LO برابر ۰ dBm، توان سیگنال ورودی RF برابر ۳۰ dBm، فرکانس RF ورودی برابر ۲/۴ GHz، فرکانس LO برابر ۲/۳ GHz و فرکانس IF برابر ۱۰۰ MHz در نظر گرفته شده‌اند. همچنین، با توجه به مصالحه میان خطینگی، بهره و امپدانس ورودی،  $K_1$  و  $K_2$ ، به ترتیب برابر با ۰/۲۳ و ۲ و  $g_{m1}=40$  mA/V انتخاب شده است.

همچنین پیاده‌سازی تمامی سلف‌های ساختار به صورت داخل تراشه با پهنای خط  $15 \mu\text{m}$  و فاصله میان خطوط  $1/5 \mu\text{m}$  در فناوری  $0.18 \mu\text{m}$  RF-TSMC CMOS انجام شده است. جانمایی مخلوط‌کننده پیشنهادشده در شکل ۱۴ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، مدار پیشنهادی دارای ابعاد  $1/54 \times 1/0.3$  mm<sup>2</sup> است.

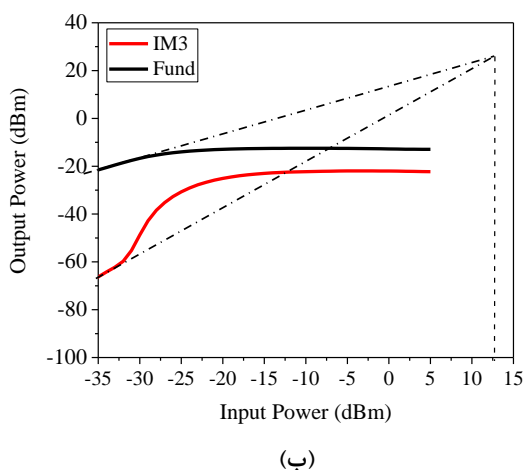
با توجه به تأثیر ولتاژ بایاس ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  ( $V_{B1}$ ) بر مقادیر  $g_{m1}$ ،  $g_{m2}$  و  $g_{m3}$  و نیز برای دستیابی به حداکثر خطینگی در مخلوط‌کننده پیشنهادی، این ولتاژ از روش بایاس بهینه انتخاب می‌شود. با توجه به روابط (۱۵) و (۱۷)، شکل ۱۵ (الف) نتیجه شبیه‌سازی مؤلفه خطی



مطابق شکل ۱۸ (ب)، در حالت شبیه‌سازی Post-Layout در این بایاس می‌توان به نقطه تقاطع مرتبه‌سوم ورودی (IIP3) بالا و در حدود ۱۲/۵ dBm دست یافت.



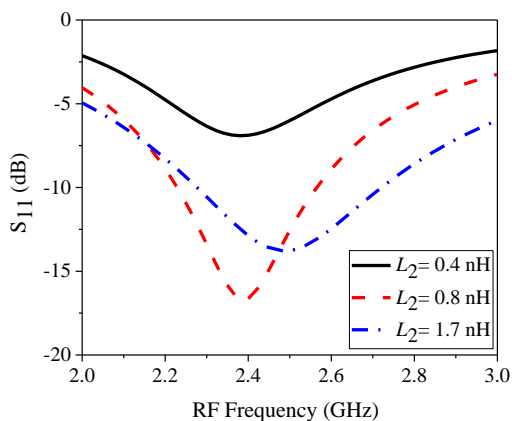
(الف)



(ب)

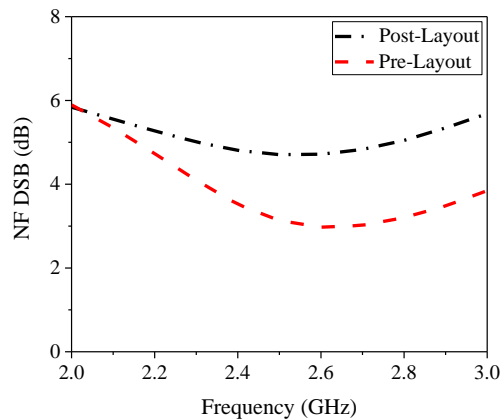
شکل ۱۸: شبیه‌سازی نقطه تقاطع مرتبه‌سوم با  $V_B=1V$  (الف) Pre-Layout، (ب) Post-Layout

شکل‌های ۱۹ و ۲۰ به ترتیب تلف توان برگشتی در ورودی ( $S_{11}$ ) به‌ازای تغییرات سلف  $L_2$  و خازن  $C_1$  نشان می‌دهند.



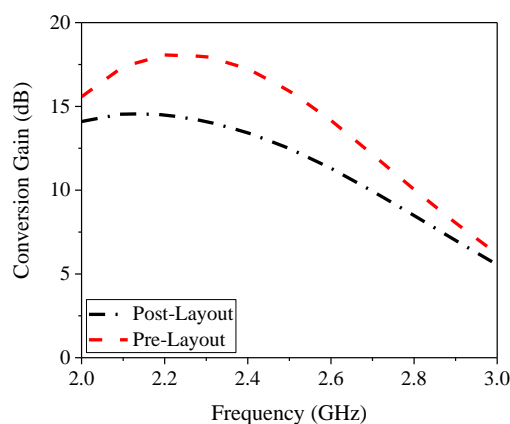
شکل ۱۹: شبیه‌سازی تلف توان بازگشتی ( $S_{11}$ ) مخلوط‌کننده پیشنهادی با تغییر  $L_2$

در شکل ۱۶ عدد نویز مخلوط‌کننده پیشنهادی در دو حالت شبیه‌سازی مداری و Post-Layout بررسی شده است. مدار پیشنهادی در حالت شبیه‌سازی مداری دارای عدد نویز برابر با ۳/۱ dB و در حالت شبیه‌سازی Post-Layout این مقدار به ۵ dB افزایش پیدا کرده است.



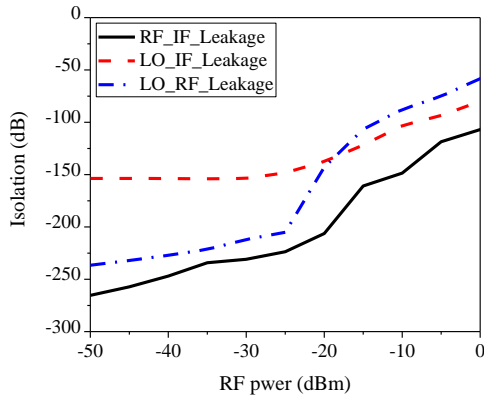
شکل ۱۶: عدد نویز مخلوط‌کننده پیشنهادی

شکل ۱۷ نمودار بهره تبدیل مخلوط‌کننده را بر حسب تغییرات فرکانس ورودی RF نشان می‌دهند. همان‌طور در شکل ۱۷ مشاهده می‌شود، بیشینه بهره مدار پیشنهادی در حالت شبیه‌سازی مداری ۱۸ dB و در حالت شبیه‌سازی Post-Layout در حدود ۱۴ dB است.

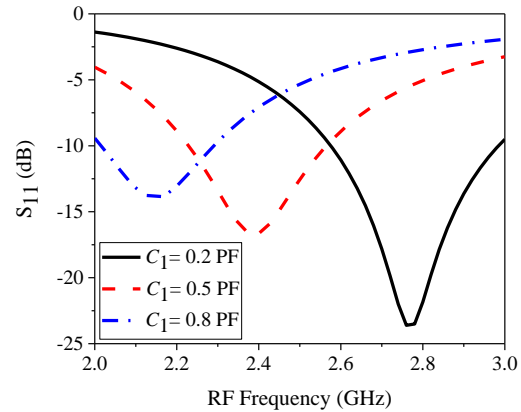


شکل ۱۷: بهره تبدیل مخلوط‌کننده پیشنهادی

برای بررسی خطینگی مخلوط‌کننده پیشنهادی از آزمون دو تن در فرکانس ۲/۴ GHz و با فاصله فرکانسی ۴ MHz استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی این آزمون با تغییر توان ورودی RF در بازه -۴۰ dBm تا ۲۰ dBm، در شکل ۱۸ ارائه شده است. در واقع با انتخاب ولتاژ بایاس  $V_B=1V$  برای ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  مطابق آنچه در شکل ۱۵ ارائه شد، بیشینه مؤلفه غیرخطی مرتبه‌سوم ترانسسانی  $M_2$  با مؤلفه غیرخطی مرتبه‌سوم ترانسسانی  $M_1$  ناهمفاز شده و بیشترین کاهش در مؤلفه غیرخطی ترانسسانی کل طبقه RF اتفاق می‌افتد. بنابراین، مطابق شکل ۱۸ (الف)، در حالت شبیه‌سازی در این بایاس می‌توان به نقطه تقاطع مرتبه‌سوم ورودی (IIP3) بالا و در حدود ۱۸ dBm دست یافت. همچنین

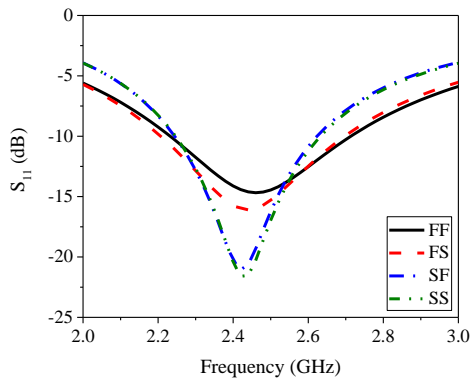


شکل ۲۱: شبیه‌سازی Post-Layout مجزاسازی میان درگاه‌ها

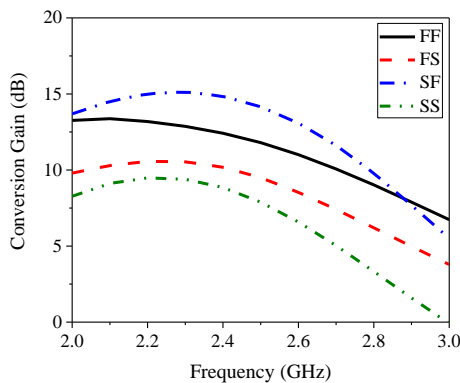


شکل ۲۰: شبیه‌سازی تلف توان بازگشتی ( $S_{11}$ ) مخلوط‌کننده پیشنهادی با تغییر  $C_1$

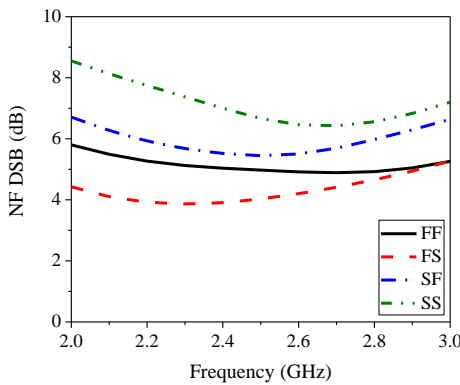
همان‌طور که مشاهده می‌شود با انتخاب  $L_2 = 0.8 \text{ nH}$  و  $C_1 = 0.5 \text{ pF}$ ، می‌توان تطبیق امپدانس مناسب در فرکانس  $2.7 \text{ GHz}$  را ایجاد کرد. همچنین، در شکل ۲۱ تلف بازگشتی ورودی را در دو حالت شبیه‌سازی مدار و Post-Layout بررسی شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، مدار پیشنهادی از تطبیق بسیار خوبی برخوردار است.



(الف)

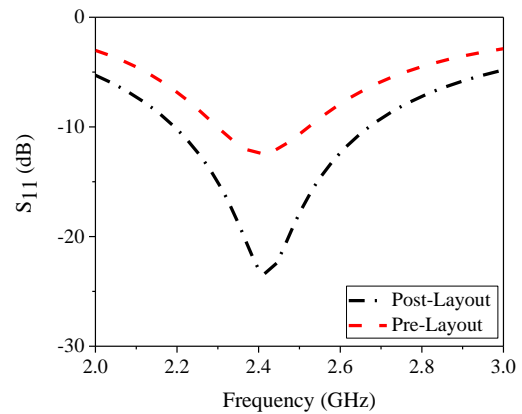


(ب)



(ج)

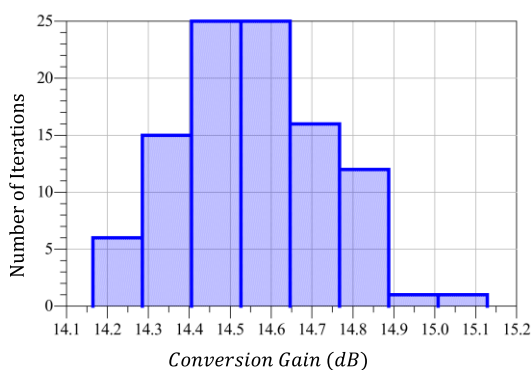
شکل ۲۲: بررسی مشخصات مخلوط‌کننده در گوشه‌های فرآیند (الف) تلف بازگشتی در ورودی، (ب) بهره توان مستقیم، (ج) عدد نویز DSB



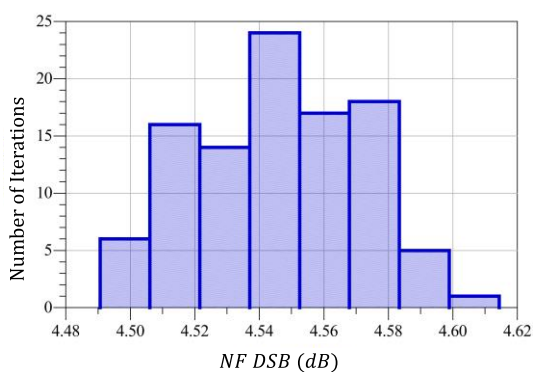
شکل ۲۱: تلف بازگشتی در ورودی ( $S_{11}$ )

همچنین، در شکل ۲۱ مجزاسازی میان درگاه‌های ورودی و خروجی مخلوط‌کننده پیشنهادی بر حسب تغییرات توان ورودی RF، ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی Post-Layout به‌خوبی نشان می‌دهد که مخلوط‌کننده پیشنهادی از مجزاسازی بسیار خوبی میان درگاه‌های ورودی و خروجی برخوردار است. برای بررسی اثرات ناشی از تغییرات تصادفی پارامترهای ترانزیستورها در فرآیند ساخت (نظیر ولتاژ آستانه یا قابلیت تحرک الکترون‌های آزاد و حفره‌ها) شبیه‌سازی مداری در گوشه‌های مختلف فرآیند ساخت (FF, SS, SF, FS) انجام شده است. همان‌طور که در شکل ۲۲ مشاهده می‌شود، مخلوط‌کننده پیشنهادی عملکرد قابل‌قبولی در گوشه‌های مختلف فرآیند ساخت از خود نشان می‌دهد؛ به‌طوری‌که مخلوط‌کننده در فرکانس  $2.7 \text{ GHz}$ ، حداقل بهره توان  $9.5 \text{ dB}$  تلفات برگشتی در ورودی ( $S_{11}$ ) کمتر از  $-10 \text{ dB}$  و عدد نویز کمتر از  $7 \text{ dB}$  را ارائه می‌دهد.

شبکه تطبیق در مدار مخلوط‌کننده استفاده نشده و مخلوط‌کننده از نظر تطبیق ورودی دارای وضعیت مناسبی نیست. این موضوع برای معماری هیتروداین که بعد از LNA از فیلتر حذف تصویر استفاده خواهد شد، از اهمیت بالاتری برخوردار است زیرا عدم تطبیق در ورودی مخلوط‌کننده باعث افزایش تلف جاگذاری (IL) در فیلتر شده و عدد نویز گیرنده را افزایش خواهد داد.



(الف)



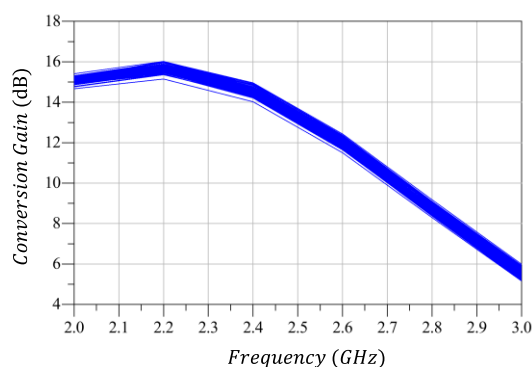
(ب)

شکل ۲۴: نمودار هیستوگرام تحلیل مونت کارلو (الف) بهره تبدیل، (ب) عدد نویز DSB

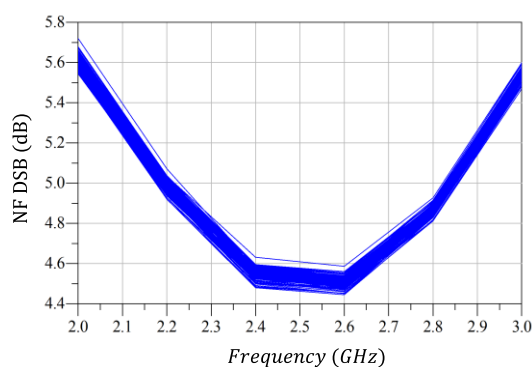
### ۵- نتیجه

در این مقاله یک مخلوط‌کننده پایین‌آورنده تمام تفاضلی جدید برای کاربرد در شبکه‌های محلی بی‌سیم (WLAN) ارائه شد. در مخلوط‌کننده پیشنهاد شده برای دستیابی به خطینگی بالا و تطبیق امپدانس ورودی مناسب، از یک سلول دارلینگتون جدید در طبقه ترانسپانسی استفاده شد. سلول دارلینگتون پیشنهادی، علاوه بر کاهش مولفه غیرخطی مرتبه سوم ترانسپانسی طبقه RF، تطبیق امپدانس ورودی مناسبی را ایجاد کرده است. همچنین، استفاده از بار فعال با اتصال دیودی در طبقه IF مخلوط‌کننده و به‌کارگیری مدار تزریق جریان، باعث شده تا مدار پیشنهادی از عملکرد نویز خوبی برخوردار شود. نتایج شبیه‌سازی در فناوری ۰/۱۸ μm CMOS و مقایسه آن با دیگر ساختارهای مخلوط‌کننده فعال نشان می‌دهد که مدار پیشنهادی از خطینگی، تطبیق ورودی و نویز مطلوبی برخوردار بوده و برای کاربرد در گیرنده‌های WLAN مناسب است.

همچنین برای بررسی تغییرات فرآیند ساخت، از تحلیل مونت کارلو در باند فرکانسی ۲/۴ GHz با انحراف معیار ۲٪ و با توزیع گوسی و ۱۰۰ مرتبه تکرار بر روی پهنای ترانزیستورها استفاده شده است. نتایج تحلیل مونت کارلو در شکل ۲۳ ارائه شده است.



(الف)



(ب)

شکل ۲۳: شبیه‌سازی مونت کارلو (الف) بهره تبدیل، (ب) عدد نویز

تحلیل آماری شکل‌های بالا با استفاده از نمودارهای هیستوگرام در فرکانس ۲/۴ GHz و مقدار  $P_{1.0} = 0$  dBm به صورت شکل ۲۴ انجام شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با وجود ایجاد عدم تطابق، برای بهره تبدیل تنها ۲۰٪ نمونه‌ها خارج از بهره تبدیل  $14/5 \pm 0/25$  dB بوده و تقریباً تمام نمونه‌ها در بازه بهره تبدیل  $14/5 \pm 0/5$  dB قرار دارند. همچنین، برای عدد نویز تنها ۱٪ نمونه‌ها دارای عدد نویز بزرگ‌تر از مقدار ۴/۶ dB هستند. بنابراین مشاهده می‌شود که مخلوط‌کننده ارائه شده از پایداری بسیار خوبی در برابر تلرانس ساخت ترانزیستورها برخوردار است. در جدول ۲، نتایج شبیه‌سازی مدار پیشنهادی با تعدادی از مخلوط‌کننده گزارش شده، مقایسه شده است. همچنین، برای مقایسه عملکرد مخلوط‌کننده پیشنهادی از دو معیار شایستگی (FOM) زیر استفاده شده است:

$$FOM1 = \frac{|CG| \times |IIP3|}{(|NF| - 1) \times P(mW) \times V_{DD}(V)} \quad (33)$$

$$FOM2 = \frac{|CG| \times |IIP3|}{|S_{11}| \times (|NF| - 1) \times P(mW) \times V_{DD}(V)} \quad (34)$$

در معیار دوم، اثر تطبیق ورودی نیز در عملکرد مخلوط‌کننده لحاظ شده است. در واقع در اکثر طراحی‌های ارائه شده برای مخلوط‌کننده، از

جدول ۲: مقایسه نتایج مخلوط کننده پیشنهاد شده با مخلوط کننده های گزارش شده

مدار پیشنهادی	[۱۵]	[۱۴]	[۱۳]	[۱۲]	[۱۰]	[۹]	[۸]	مراجع
۱۸۰ nm	۱۳۰ nm	۱۸۰ nm	۱۳۰ nm	۶۵ nm	۱۸۰ nm	۹۰ nm	۶۵ nm	فناوری CMOS
شبه سازی (Post-Layout)	ساخت	شبه سازی	ساخت	شبه سازی	شبه سازی	ساخت	شبه سازی	نحوه اندازه گیری
۲/۴	۱-۵/۵	۲/۱	۰/۵-۵/۸	۱/۹	۲/۴	۹۰-۹۶	۲/۱	فرکانس RF (GHz)
۱۲/۵	۰/۸۴	۱۵	۲/۵	۱۱/۶	-۶	۱	۶	خطینگی (dBm)
۱۴	۱۷/۵	۱۵	۲۲	۸/۷۵	۲۳/۷	۹	۱۲	بهره تبدیل (dB)
۵	۳/۹	۱۱	۴/۲	۴/۱۲	۸/۲	۱۳/۹	۱۴/۵	عدد نویز DSB (dB)
-۲۴	-۱۱	N/A	-۱۵	N/A	N/A	-۱۵	N/A	تلف برگشتی (S <sub>11</sub> )
۱۷	۳۴/۵	۸	۲۵	۲/۰۲	۱۰/۵	۱۵	۶	توان مصرفی (mW)
۱/۸	۱/۵	۱/۸	۱/۵	۱/۸	۱/۸	۱/۲	۱	ولتاژ تغذیه (V)
۰/۱	۰/۰۳	۰/۰۵	۰/۰۸	۰/۵	۰/۰۲	۰/۰۲	۰/۰۱	FOM1
۲/۲	۰/۱	N/A	۰/۴۸	N/A	N/A	۰/۰۱	N/A	FOM2

## مراجع

- [8] M. B. Vahidfar and O. Shoaie, "A high IIP2 mixer enhanced by a new calibration technique for zero-IF receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, no. 3, pp. 219-223, 2008.
- [9] Y.-S. Lin, M.-H. Kao, H.-R. Pan and K.-S. Lan, "A 90-96 GHz CMOS down-conversion mixer with high conversion gain and excellent LO-RF isolation," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 93, no. 1, pp. 49-59, 2017.
- [10] H. B. Kia and A. K. Ain, "A high gain and low flicker noise CMOS mixer with low flicker noise corner frequency using tunable differential active inductor," *Wireless personal communications*, vol. 79, no. 1, pp. 599-610, 2014.
- [11] M. Parvizi and A. Nabavi, "Low-power highly linear UWB CMOS mixer with simultaneous second-and third-order distortion cancellation," *Microelectronics journal*, vol. 41, no. 1, pp. 1-8, 2010.
- [12] R. Mahmoud and K. Faitah, "High linearity, low power RF mixer design in 65 nm CMOS technology," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 68, no. 9, pp. 883-888, 2014.
- [13] B. Guo, H. Wang and G. Yang, "A wideband merged CMOS active mixer exploiting noise cancellation and linearity enhancement," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 2084-2091, 2014.
- [14] M. Mollaalipour and H. Miar-Naimi, "An improved high linearity active CMOS mixer: Design and Volterra series analysis," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, no. 8, pp. 2092-2103, 2013.
- [15] S. S. Ho and C. E. Saavedra, "A CMOS broadband low-noise mixer with noise cancellation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 5, pp. 1126-1132, 2010.
- [16] B. Razavi and R. Behzad, *RF microelectronics*. Prentice Hall New Jersey, 1998.
- [1] الهام بهرامی، حسین شمسی، «تقویت کننده لگاریتمی کم مصرف و کم نویز برای کاربرد ضبط سیگنال های زیست-پتانسیل»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۶، شماره ۳، صفحه ۸۱-۷۳، ۱۳۹۵.
- [2] Y. Kong and N. Yan, "High gain and low flicker noise down-conversion mixer applied in 24GHz FMCW radar," in *2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, 2018: IEEE M.
- [3] پرویز امیری، محمود صیفوری، بابک آفرین، آوا هدایتی پور، «طراحی پیش تقویت کننده RGC کم نویز مدار مجتمع CMOS با پهنای باند 20 GHz و بهره 60 dBQ»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۶، شماره ۲، صفحه ۲۳-۱۵، ۱۳۹۵.
- [4] H. Li, A. M. El-Gabaly and C. E. Saavedra, "A Low-Power Low-Noise Decade-Bandwidth Switched Transconductor Mixer With AC-Coupled LO Buffers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 2, pp. 510-521, 2018.
- [5] M. Vigilante and P. Reynaert, "On the Design of Wideband Transformer-Based Fourth Order Matching Networks for E-Band Receivers in 28-nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 8, pp. 2071-2082, 2017.
- [6] W.-K. Chong, H. Ramiah, G.-H. Tan, N. Vitee and J. Kanesan, "Design of ultra-low voltage integrated CMOS based LNA and mixer for ZigBee application," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 68, no. 2, pp. 138-142, 2014.
- [7] M. Asghari and M. Yavari, "An IIP3 enhancement technique for CMOS active mixers with a source-degenerated transconductance stage," *Microelectronics Journal*, vol. 50, pp. 44-49, 2016.

## زیر نویس ها

<sup>8</sup> Mahmoud

<sup>9</sup> Faitah

<sup>10</sup> Ho

<sup>11</sup> Ho

<sup>12</sup> Saavedra

<sup>13</sup> Cross coupled

<sup>1</sup> Wireless Local Area Network

<sup>2</sup> Linearity

<sup>3</sup> Conversion gain

<sup>4</sup> Isolation

<sup>5</sup> Down conversion

<sup>6</sup> Gilbert cell

<sup>7</sup> Aain