مخلوط کننده فعال پایینبر جدید با خطینگی بالا برای کاربردهای WLAN

ابوالفضل بیجاری'، استادیار؛ سلمان زندیان'، 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 مخلوط کننده فعال پایینبر جدید برای کاربرد در شبکههای محلی بیسیم (WLAN) ارائه میشود. مخلوط کننده پیشنهادشده در باند فرکانس رادیویی GHz (RF) و فرکانس میانی HT V MHz(IF) با استفاده از فنّاوری VOOS پیشنهادشده در باند فرکانس رادیویی RF یک سلول دارلینگتون تمام تفاضلی جدید معرفی میشود. این زوج دارلینگتون تمام تفاضلی، TSMC طراحی شده است. در طبقه ترارسانایی RF، یک سلول دارلینگتون تمام تفاضلی جدید معرفی میشود. این زوج دارلینگتون تمام تفاضلی، باعث کاهش اثرات غیرخطی مرتبهسوم (IM3) در مسیر خروجی طبقه ترارسانایی (RF) شده و در نتیجه باعث افزایش خطینگی مخلوط کننده می شود. این زوج دارلینگتون تمام تفاضلی، باعث کاهش اثرات غیرخطی مرتبهسوم (IM3) در مسیر خروجی طبقه ترارسانایی (RF) شده و در نتیجه باعث افزایش خطینگی مخلوط کننده می شود. معرفی میشود. این زوج دارلینگتون تمام تفاضلی، مود. همچنین، استفاده از بار فعال با اتصال دیودی و تکنیک تزریق جریان در مخلوط کننده باعث بهبود بهره تبدیل و عملکرد نویز مدار میشود. معرور پیشنهادی با استفاده از نرافزارهای ADS و ADS و RF، یک تزریق جریان در مخلوط کننده باعث بهبود بهره تبدیل و عملکرد نویز مدار میشود. مدار پیشنهادی با استفاده از نرمافزارهای ADS و RF، Post-RF شبیهسازی شده است. نتایج شبیهسازی Too Dost-Layou نمان می دهند که با انتخاب مدار پیشنهادی با استفاده از نرمافزارهای ADS و RF، Post-RF شبیهسازی MD (IPOS) بهبود می باید. همچنین مخلوط کننده بوج با انتخاب مدار پیشنهادی از مرافزارهای ADS و ADS و RF، Post-RF (IPOS) پایین BD و تبیه می محلوط کننده پیشنهادی، از مجزاسازی AD (IPOS) محلور کنده وردی و حروجی، بهره تبدیل (IDS) AD (IPOS) پایین BD و تلفات بازگشتی ورودی (IDS) کمتر از BD (IPOS) پایین AD و تلفات بازگشتی ورودی (IDS) کمتر از BD (IPOS) محلور کنده ور کار است. تایج شیم ورودی (IPOS) کنده پیشنهادی از AD (IPOS) کنده و ترفرکانی ورودی و کامتی ورودی (IPOS) کر در ولتاز تغذیه V ۸/ است. در فرکنده کار از ور کانس ورودی ۲/۶ GHZ (IPOS) کنده کار از در ولتاژ تغذیه V ۸/ است.

واژههای کلیدی: مخلوط کننده، سلول دارلینگتون، خطینگی، بهره تبدیل، عدد نویز.

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

A. Bijari¹, Assistant Professor; S. Zandian², MSc

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: a.bijari@birjand.ac.ir2- 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 ۱۳۹۷/۱۰/۲۲ و ۱۳۹۸/۰۱/۲۷ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۰۹ نام نویسنده مسئول: ایران – بیرجند – خیابان شهید آوینی – دانشگاه بیرحند- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱– مقدمه

امروزه، سیستمهای ارتباطی بیسیم بخش وسیعی از شبکه ارتباطات نظیر شبکههای سلولی و شبکههای محلی بیسیم' (WLAN) را فراگرفتهاند. این سیستمها بهطور 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 تقویت کننده کمنویز (LNA) تقویت شده و سپس توسط مخلوط کننده پایین بر، باند فركانسى آن به باند فركانس پايه منتقل مىشود. بنابراين، تقويتكننده کمنویز و مخلوط کننده دو بخش مهم و تاثیر گذار بر عملکرد سیستم گیرنده RF از نظر نویز و خطینگی^۲ هستند [۲، ۳]. در واقع مخلوط کننده بهعنوان یک بخش غیرخطی که وظیفه انتقال فرکانس را بر عهده دارد، تأثیر بهسزایی بر عملکرد خطی گیرنده دارد. بنابراین، دستیابی به بهره تبدیل" بالا، عدد نویز پایین، خطینگی بالا و مجزاسازی ٔ بالا میان درگاههای ورودی و خروجی بههمراه مصرف توان کم، از مهمترین پارامترهای طراحی مخلوط کننده پایین بر^۵ به شمار می روند [۴]. اما بهدلیل 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 مخلوط کننده است؛ بهطوری که برای دستیابی به حداکثر توان در خروجی LNA و یا جلوگیری از افزایش تلف جاگذاری ۵۰ Ω فیلتر حذف تصویر، امپدانس ورودی مخلوط کننده باید با مقاومت تطبيق شود [۵، ۶]. در ميان مخلوط كننده فعال نوعي، مخلوط كننده فعال سلول گیلبرت بهدلیل برخورداری از بهره تبدیل مناسب، مجزاسازی خوب میان درگاههای ورودی و خروجی و استفاده از ساختار تفاضلی، بهطور گسترده مورد استفاده قرار می گیرد. اما این آرایش از لحاظ نویز و خطینگی کارآیی مناسبی نداشته و نیازمند استفاده از برخی روشها برای بهبود عملکرد آن است [۹-۷].

در سالهای اخیر مقالات متعددی برای طراحی مخلوط کننده پايينبر با هدف بهبود عملكرد آن گزارش شدهاند. باباييكيا و آيين ً [۱۰] یک مخلوط کننده پایینبر با نویز پایین گزارش کردهاند. در این طراحی از سلف فعال در طبقه ترارسانایی برای بهبود بهره و نویز مدار استفاده شده است. مدار ارائهشده دارای اندازه کوچکی بوده ولی از لحاظ خطینگی وضعیت مطلوبی ندارد. پرویزی و نبوی [۱۱] با استفاده از روش مشتقات جزئی یک مخلوط کننده با خطینگی بالا ارائه کردهاند. در این روش از ترانزیستور کمکی PMOS موازی با ترانزیستور اصلی طبقه ترارسانایی برای خنثیسازی اثر غیرخطی مرتبهسوم (IM3) جریان خروجی این طبقه استفاده شده است. اما بهدلیل بایاس ترانزیستورهای طبقه ترارسانایی در ناحیه وارونگی قوی، این طراحی از نویز بالایی برخوردار است. ماهمو^ و فايتاح ([١٢] يک مخلوط کننده پايينبر با هدف افزایش خطینگی و کاهش توان مصرفی گزارش کردهاند. در طرح ارائهشده از مقاومت تبهشده در سورس ترانزیستورهای طبقه ترارسانایی RF (فیدبک سری-سری) برای بهبود خطینگی استفاده شده است. اما استفاده از فیدبک در طبقه ترارسانایی RF، باعث کاهش بهره تبدیل و

افزایش نویر مخلوط کننده شده است. گائو ۲۰ و همکاران [۱۳] یک مخلوط کننده پایین بر با هدف کاهش نویز و افزایش خطینگی گزارش کردهاند. در این طراحی از تکنیک حذف نویز و تزریق جریان در طبقه ترارسانایی RF برای کاهش نویز این طبقه و بهبود خطینگی مخلوط كننده استفاده شده است. این طراحی دارای عدد نویز پایین و خطینگی مناسبی بوده، اما از بهره تبدیل پایینی برخوردار است. ملاعلی پور و میارنعیمی [۱۴] یک مخلوط کننده فعال با خطسابی بالا گزارش کردهاند. در این طرح با استفاده از تزریق غیرخطی مرتبهدوم (IM2) در مسیر اصلی جریان طبقه ترارسانایی RF، اثر غیرخطی مرتبه سوم کاهش يافته است. اما مدار طراحى شده از عملكرد نويز ضعيفى برخوردار است. هو ' و ساودرا ۲ [۱۵] یک مخلوط کننده فعال با استفاده از تکنیک حذف نویز و تزریق جریان در طبقه ترارسانایی 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 مخلوط کننده پایینبر فعال با عملکرد مناسب از نظر خطینگی و نویز برای کاربرد در شبکههای محلی بیسیم (WLAN) و باند فرکانسی GHz ۲-۳ ارائه شده است. در مدار پیشنهادی، یک سلول دارلینگتون تمام تفاضلی جدید برای کاهش اثر غیرخطی مرتبهسوم (IM3) در طبقه ترارسانایی مخلوط کننده معرفی می شود. همچنین از تکنیک تزریق جریان و تشدید سلفی در طبقه ترارسانایی و استفاده از بار فعال با اتصال دیودی در طبقه خروجی برای بهبود بهره و عملکرد نویز استفاده می شود. این مقاله به صورت زیر سازمان دهی شده است. در بخش دوم، مخلوط کننده سلول گیلبرت نوعی بررسی می شود. در بخش سوم ساختار مخلوط کننده پیشنهادشده معرفی و سپس تکنیکهای پیادهشده در مخلوط کننده برای دستیابی به عملکرد مناسب بههمراه محاسبات تحلیلی ارائه می شوند. درنهایت، نتیجه گیری و مقایسه باکارهای دیگران در بخش چهارم انجام می شود.

۲- مخلوط کننده سلول گیلبرت

امروزه آرایش سلول گیلبرت به دلیل بر خور داری از ساختار تفاضلی، بهره تبدیل مناسب و مجزاسازی خوب میان در گاهها، به طور گسترده استفاده می شود. اما این آرایش از نظر نویز و خطینگی کارآیی مناسبی نداشته و نیازمند استفاده از برخی روشها، برای بهبود عملکرد آن است. شکل ۱، مخلوط کننده سلول گیلبرت متوازن دوگانه نوعی را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، این مخلوط کننده از سه طبقه، ترارسانایی همان طور که مشاهده می شود، این مخلوط کننده از سه طبقه، ترارسانایی همان طور که مشاهده می شود، این مخلوط کننده از سه طبقه، ترارسانایی همان طور که مشاهده می شود، این مخلوط کننده از سه طبقه، ترارسانایی همان طور که مشاهده می شود (IC) (IC) بهره تبدیل آن به صورت زیر محاسبه می شود [۶۸]: (۱)

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

که gm1 و gm3 بهترتیب، ترارسانایی طبقه RF و طبقه کلیدزنی هستند و PR و دسته مستند و (۱)، با (LO) دامنه سیگنال نوسانگر محلی (LO) است. طبق رابطه (۱)، با افزایش جریان بایاس طبقه RF (و درنتیجه افزایش gm1)، میتوان بهره

۱۰۹۹

تبدیل مخلوط کننده را افزایش داد. همچنین مشاهده میشود که وجود خازن پارازیتی (Cp) باعث کاهش بهره تبدیل مخلوط کننده میشود.



شکل ۱: مخلوط کننده سلول گیلبرت متوازن دوگانه نوعی

با در نظرگرفتن جریان نویز حرارتی (in, i) و نویز فیلکر (in,1) ایجادشده توسط ترانزیستورهای MOS، عدد نویز مخلوط کننده سلول گیلبرت به صورت زیر محاسبه می شود [۱۶]:

$$\begin{split} & NF \\ &= 1 + \frac{2\left(\gamma g_{m3} + \frac{1}{R_L}\right)\frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,L0}}}{\frac{4R_s}{\pi^2}g_{m1}^2\left(\frac{g_{m3}^2}{C_P^2\omega^2 + g_{m3}^2}\right)\left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,L0}}\right)^2}{4R_s} \\ &+ \frac{\gamma\left(g_{m1} + \frac{C_P^2\omega^2}{g_{m3}}\right) + \frac{2}{R_L}}{\frac{4R_s}{\pi^2}g_{m1}^2\left(\frac{g_{m3}^2}{C_P^2\omega^2 + g_{m3}^2}\right)\left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,L0}}\right)}{1 - \frac{V_{eff3,4}}{V_{P,L0}^2}\left(\frac{K_f}{C_{ox}W_{3,4}L_{3,4}f}\right)} \\ &+ \frac{\frac{V_{eff3,4}^2}{V_{P,L0}^2}\left(\frac{1}{C_P^2\omega^2 + g_{m3}^2}\right)\left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,L0}}\right)^2}{32kTR_sg_{m1}^2\left(\frac{1}{C_P^2\omega^2 + g_{m3}^2}\right)\left(1 - \frac{V_{eff3,4}}{5\pi V_{P,L0}}\right)^2} \end{split}$$

که γ 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 مخلوط کننده میشود، افزایش g_{m1} و کاهش کدو، تا طبقه ترارسانایی مخلوط کننده را از جریان طبق کلیدزنی مستقل کرد؛ تا بتوان با افزایش g_{m1} و بدون افزایش g_{m3} ، عدد نویز آن را کاهش داد. همچنین مشاهده میشود که افزایش ولتاژ اضافه تحریک طبقه کلیدزنی ($V_{eff 3,4}$) باعث افزایش عدد نویز میشود. برای کاهش این مقدار در جریان بایاس ثابت، میشود که افزایش راین ولتاژ اضافه تحریک طبقه کلیدزنی ($V_{eff 3,4}$) باعث افزایش عدد نویز میشود. برای کاهش این مقدار در جریان بایاس ثابت، افزایش عدد نویز میشود. برای کاهش این مقدار در جریان بایاس ثابت، طرفیت خازنی P افزایش میابد. از طرف دیگر افزایش P نیز باعث فرکانس کاری مورد نظر خنثی کرد. در این مقاله، با استفاده از سلول فرکانس کاری مورد نظر خنثی کرد. در این مقاله، با استفاده از سلول و افزودن سلف موازی در گره سورس ترانزیستورهای کلیدزنی، بهترتیب افزایش g_{m1} مستقل شدن g_{m2} از g_{m3} و خنثیسازی P انجام میشود.

۳- ساختار مخلوط کننده پیشنهادشده

مدار مخلوط کننده پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود، استفاده از تکنیک بایاس بدنه در ترانزیستورهای M1-6 باعث کاهش ولتاژ آستانه می شود:

$$V_{th} = V_{th0} + \delta \left(\sqrt{2\varphi_f - V_{BS}} - \sqrt{2\varphi_f} \right) \tag{(7)}$$

که، $V_{
m th0}$ مقدار ولتاژ آستانه با $V_{
m BS}=0$ است. همچنین، δ پارامتر وابسته به فناوری است؛ که معمولاً مقداری بین ۲/۳ تا ۲/۴ است.



NT

شکل ۲: مدار مخلوط کننده پیشنهادی

سلف های L و L و L و خازن C شبکه تطبیق ورودی را تشکیل میدهند. تکنیک تزریق جریان توسط ترانزیستور M_{CB} و سلف L در طبقه ترارسانایی RF انجام شده است. ترانزیستورهای 0.-M عمل کلیدزنی میان سیگنالهای RF و LO را انجام داده و به دلیل استفاده از تکنیک تزریق جریان، دارای جریان بسیار کمتری نسبت به طبقه ترارسانایی (M_{1-6}) هستند. همچنین، از سلف L برای بهبود تطبیق امپدانس در طبقه کلیدزنی استفاده شده است. از ترانزیستورهای 11 M و 2 M به همراه مقاومت 1 R 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 1 M و M_{11} برای ایجاد مطبقه 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 میدهد. همان طور که مشاهده میشود، مدار پیشنهادشده به صورت تمام تفاضلی بوده و دارای آرایش اتصال ضربدری است. مطابق ساختار نیم مدار ارائه شده در شکل ۳ (ب)، جریان طبقه RF (iRf) از دو مسیر اصلی (M) و کمکی (M) تأمین می شود؛ که می توان از آن برای افزایش g طبقه ترارسانایی RF و کاهش اثر غیر خطی 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.



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

برای تحلیل ترارسانایی طبقه RF، مدار معادل سیگنالکوچک نیممدار زوج دارلینگتون پیشنهادی با صرفنظر از ظرفیت خازنی C₂₀ و مقاومت خروجی ترانزیستورها، مطابق شکل ۴ ارائه شده است.



شکل ۴: مدار معادل سیگنالکوچک نیممدار سلول دارلینگتون

RF با انجام تحلیل سیگنالکوچک، ترارسانایی کل (GmT) طبقه RF به صورت زیر محاسبه می شود:

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

' s(C_{gs1} + C_{gs1} + C_{gs1}) + g_{m1} + g_{m2}+g_{m3} با فرض ω<<w_T و تشدید در فرکانس ۲/۴ GHz، رابطه (۴) بهصورت

: روی در وی در رو ی زیر ساده میشود: م م م م م م م م م م م م

$$G_{mT} \simeq \frac{4g_{m1}g_{m2} + g_{m3}g_{m1} + g_{m2}g_{m3}}{g_{m1} + g_{m2} + g_{m3}} \tag{(b)}$$

همچنین با درنظر گرفتن ۲₋₁=g_{m2}/g_{m1} و K₂=g_{m3}/g_{m1}، رابطه (۵) را می توان برحسب g_{m1} ساده کرد:

$$G_{mT} = \left(\frac{(K_2 + 4)K_1 + K_2}{K_1 + K_2 + 1}\right)g_{m1} \tag{9}$$

شکل ۵، کانتور تغییرات G_{mT} را برحسب تغییرات K_1 و K_2 و با فرض $g_{m1}=$ ۴۰ mA/V نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، با افزایش K_1 به بیش از ۲۵/۰ در K_2 ثابت می توان ترارسانایی 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 K₂ و K₂ با فرض G_mT

۳-۲- امپدانس ورودی

شکل ۶، مدار معادل سیگنالکوچک بخش ورودی مخلوطکننده پیشنهادشده را برای محاسبه امیدانس ورودی نشان میدهد.



شکل ۶: مدل سیگنالکوچک طبقه RF برای محاسبه امپدانس ورودی

با انجام تحلیل سیگنالکوچک، امپدانس ورودی بهصورت زیر محاسبه میشود:

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

كە،

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

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

$$C = C_x + (g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m3})L_2 + C_{gs3} + C_{gs2}$$
(1.)

با فرض ۵۲×>∞ و تشدید در فرکانس مرکزی۲/۴ GHz، رابطه (۷) را میتوان بهصورت زیر ساده کرد:

$$R_{in} \cong \left(\frac{g_{m1}(K_1 + K_2)L2}{C_x(2K_1 + K_2)} + \frac{1}{g_{m1}(2K_1 + K_2)}\right) \tag{11}$$

که $C_{x} = C_{gs1} + C_{1}$ و $K_{1} = g_{m2}/g_{m1}$ است. شکل ۷ کانتور تغییرات امپدانس ورودی را بر حسب تغییرات $K_{1} = g_{1}$ و K_{2} و با فرض مقادیر $C_{x} = 1$ pF ، $g_{m1} =$ ۴۰ mA/V و $C_{x} = 1$ pF ، $g_{m1} =$ ۴۰ mA/V



شکل ۷: کانتور تغییرات امپدانس ورودی با *K*₂ و *K*₁ با فرض مقادیر L₂=+/۸ nH و ۲₁=+/۵ pF g_{ml}=۴۰ mA/V

همان طور که در شکل ۷ مشاهده می شود، با انتخاب مقادیر K_1 کمتر از */۰ 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 $K_1=\cdot/r$ زر $K_1=\cdot/r$ را نشان می دهد.



شکل ۸: تغییرات امپدانس ورودی بر اساس تغییرات ۲۱ و L2

۳-۳- خطینگی مخلوط کننده

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

 $i_d = g_m v_{gs} + g'_m v_{gs}^2 + g''_m v_{gs}^3$ (۱۳) که $g'_m g_s + g'_m v_{gs}^2 + \sigma_1 v_{gs}^2$ مرتبه دوم و غیرخطی مرتبه سوم ترارسانایی هستند. در شکل ۹، مدل سیگنال کوچک نیم مدار طبقه ترارسانایی 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 ترارسانایی RF

در این حالت جریان سیگنالکوچک عبوری از ترانزیستور M₁ برحسب سیگنال ورودی، بهصورت زیر بیان میشود:

 $i_x = \alpha_1 v_i + \alpha_2 v_i^2 + \alpha_3 v_i^3 \tag{11}$

بهطور مشابه، جریان عبوری از ترانزیستور M2 نیز بر حسب سیگنال ورودی تعریف میشود:

$$i_{y} = -\beta_{1}v_{i} - \beta_{2}v_{i}^{2} - \beta_{3}v_{i}^{3}$$
(1°)

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

$$i_{o} = i_{x} + i_{y} = (\alpha_{1} - \beta_{1})v_{i} + (\alpha_{2} - \beta_{2})v_{i}^{2} + (\alpha_{3} - \beta_{3})v_{i}^{3}$$
(14)

که γ₁=α₁-β₁ ضریب خطی و γ₁=α₂-β₂ و γ₁=α₃-γ₁, بهترتیب ضرایب غیرخطی مرتبهدوم و سوم ترارسانایی کل طبقه RF هستند و بهصورت زیر محاسبه میشوند:

$$\gamma_1 = \left(\frac{\partial i_x}{\partial v i} \Big|_{v i=0} - \frac{\partial i_y}{\partial v i} \Big|_{v i=0} \right)$$
(12)

$$\gamma_2 = \left(\frac{\partial^2 i_x}{\partial v_i}\Big|_{vi=0} - \frac{\partial^2 i_y}{\partial v_i}\Big|_{vi=0}\right) \tag{19}$$

$$\gamma_{3} = \left(\frac{\partial^{3} l_{x}}{\partial_{vi}^{3}} \Big|_{vi=0} - \frac{\partial^{3} l_{y}}{\partial_{vi}^{3}} \Big|_{vi=0} \right)$$
(1Y)

با محاسبه روابط فوق، ضریب غیرخطی مرتبهسوم ترارسانایی کل طبقه RF (۶۷)، بهصورت زیر بهدست میآید:

$$\gamma_3 = \frac{6 g_{m1}}{v_{eff1}^2} \times \frac{N}{D} \tag{1}$$

$$N = (K_1^2 + 6K_1 + 1) \times (72K_1^4 + 69K_1^3K_2 + 354K_1^3 + 275K_1^2K_2 + 374K_1^2 + 100K_1K_2 + 9K_1 + 4K_2 + 4)$$
(19)

و

$$D = (K_1 + K_2 + 1)(K_1 + 2)(K_1 + 3)^3(3K_1 + 4)(3K_1 + 1)$$
(7.)

شکل ۱۰ کانتور تغییرات ₇3 بر حسب K₁ و K₂ و با فرض مقادیر و v_{eff1}=۰/۲ V و g_{m1}=۴۰ mA/V شود، در یک K₂ ثابت با افزایش مقدار K₁، مقدار ضریب غیرخطی مرتبهسوم افزایش یافته و خطینگی مخلوطکننده کاهش مییابد.



gm1=۴۰ mA/V و با فرض γ₃ m3 و ۲₂ و با فرض γ₃ m3 ا% m3 ا% بر حسب μ₂ و ۲۶ و با فرض γ₃ m3 ا% m3 ا% m3 m3 m3 m3 m3 m

بنابراین، با توجه به شکلهای ۵، ۶ و ۷، و با فرض ۲/gm1=۴۰ mA، می توان مقدار K1 را میان ۰/۳ تا ۱/۴ انتخاب کرد؛ تا به توان به تطبیق امپدانس مناسب، بهره و خطینگی بالا در طبقه ترارسانایی دست یافت.

۳-۴- تکنیک تزریق جریان

شکل ۱۱، مدار تزریق جریان و خنثیسازی ظرفیت خازنی ایجادشده در سورس ترانزیستورهای کلیدزنی (CP) را نشان میدهد. همانطور که مشاهده میشود، جریان ایجادشده توسط M_{CB} باعث افزایش جریان طبقه ترارسانایی RF شده و سلف *L* نیز با تشدید با CP 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 درنتیجه Veff 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 ۲

۳-۵- بار فعال با اتصال دیودی

استفاده از بار فعال با اتصال دیودی در طبقه خروجی (IF) مخلوط کننده با وجود فراهم کردن سوئینگ مطلوب در خروجی، باعث کاهش بهره تبدیل و افزایش نویز مخلوط کننده می شود. 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 در مسیر فیدبک، باعث افزایش پهنای باند و بهبود بهره تبدیل مخلوط کننده خواهد شد. بهطوری که امپدانس دیدهشده (ZL) از ورودی بار فعال با اتصال دیودی بهصورت زیر محاسبه میشود:



شکل ۱۳: مدل نیممدار طبقه RF برای محاسبه نویز مخلوط کننده

بنابراین، جریان نویز حرارتی در خروجی طبقه ترارسانایی RF بهصورت زیر بیان میشود:

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

كە،

$$\overline{I_{n,l}^2} = 4kT\gamma g_{mi} \tag{YA}$$

با انجام تحلیل سیگنالکوچک و سادهسازی سازی روابط، $I^{2}_{n,oT}$. مرتب نیر مجاسبه م شود:

به صورت زیر محاسبه می شود:
$$\overline{I_{no,T}^2} = 4 \ K \ T \ \gamma \ \left(\frac{N}{(g_{m1}+g_{m2}+g_{m3})^2}\right) \tag{79}$$

$$N = \left((-4g_{m2} + g_{m3})g_{m1} + g_{m3}(g_{m2} - g_{m2}) \right) (g_{m1} - g_{m2})$$
(\vec{r})

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

$${}^{T_{no,T}}_{= 4 K T \gamma} \left(\frac{(K_1 - 1)((K_2 + 4)K_1 - K_2^2 - K_2)}{(K_1 + K_2 + 1)^2} \right) g_{m1}$$
(*1)

با استفاده از روابط (۲) و (۳۱)، عدد نویز مخلوط کننده پیشنهادی بهصورت زیر ارائه می شود:

NF

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

$$Z_L = \frac{(1 + R_1 C_{gs11} s)}{g_{m11} (1 + \frac{C_{gs11} s}{g_{m11}})}$$
(71)

بنابراین، ZL در محدوده فرکانسی (gm11/Cgs11)>>w بهصورت زیر ساده میشود:

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

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

۳-۶- بهره تبديل

بهره تبدیل کل مخلوط کننده پیشنهادی به صورت زیر تعریف می شود: $CG_T = CG \times A_{v,CS}$ (۲۳) که Av.cs بهره طبقه تقویت کننده سورس مشترک (CS) در خروجی و CG بهره تبدیل طبقه اول مخلوط کننده است. با توجه به رابطه (۱) و با CG فرض خنثی سازی خازن CP توسط سلف L_3 و تشدید در فر کانس ورودی فرض خنثی سازی خازن CP توسط سلف که و تشدید در فر کانس ورودی محاسبه می شود:

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

و بهره طبقه سورسمشترک در باند IF بهصورت زیر بیان میشود:
$$A_{v,CS} = -g_{m13}R_D$$
 (۲۵)

بنابراین، بهره تبدیل کل بهصورت زیر محاسبه میشود:
$$G_{G_{m}} = -\frac{2}{g_{m1}g_{m13}R_D} \left(\frac{K_2K_1 + 4K_1 + K_2}{K_2 + 4K_1 + K_2} \right)$$

$$CG_{T} = -\frac{1}{\pi} \frac{g_{m11}}{g_{m11}} \left(\frac{1 + K_{1} + K_{2}}{1 + K_{1} + K_{2}} \right) \times \left(1 - \frac{V_{eff7,8}}{5\pi V_{P,L0}} \right)$$
(79)

رابطه (۲۶) نشان میدهد که افزایش *K*۱ تأثیر به مراتب بیشتری نسبت به *K*2 بر افزایش بهره تبدیل مخلوط کننده دارد. اما با توجه به مطالب گفتهشده، مقدار *K*۱ باید طوری انتخاب شود تا مصالحه میان خطینگی، بهره تبدیل و امپدانس ورودی مخلوط کننده برقرار شود.

۳-۷- عدد نویز

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

همان طور که از رابطه (۳۲) مشاهده می شود، با انتخاب gml بزرگ تر و یا gm7 کوچک تر، می توان به عدد نویز پایین تری در مدار پیشنهادشده دست یافت.

۴- نتایج شبیهسازی

مدار مخلوط کننده پیشنهادی با فناوری ADS بس ۸/۱۸ شرکت مدار مخلوط کننده پیشنهادی با فناوری ADS و ADS و Spectre-RF شده است. در طراحی از منبع تغذیه شبیه سازی مداری و Post-Layout شده است. در طراحی از منبع تغذیه VDD=1/۸ 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 مخلوط کننده پیشنهادشده

پارامتر	مقدار			جريان	
ترانزيستور	$M_{1,4}$	٣٢×(٧µm)	/•/ \ λμm)	$I_{\rm D}= \mathfrak{E}/\mathfrak{E} \vee \mathrm{mA}$	
	<i>M</i> _{2,5}	Δ•×(\/Δμn	n/•/۱λμm)	$I_{\rm D}=1/\Upsilon\Delta~{ m mA}$	
	M _{3,6}	۶۴×(۷µm)	/•/ \ λμm)	$I_{\rm D}=\Delta/\lambda \mathcal{F}~{ m mA}$	
	$M_{\rm CB}$	۲۵×(۱/۵µn	n/∙/۱Aµm)	$I_{\rm D}=\Upsilon/\Upsilon/{\rm mA}$	
	M _{7,10}	۳۵×(۴µm)	/•/ \ λμm)	$I_{\rm D}= \Upsilon/\Upsilon ~{ m mA}$	
	<i>M</i> _{11,12}	۱۸×(۸µm	/•/ \ λμm)	$I_{\mathrm{D}}=$ % $/$ % mA	
	M _{13,14}	۲۵×(۵ μ m/•/۱۸ μ m)		$I_{\rm D}=1/{ m fm}$ mA	
		مقدار	مقدار		
المان فشرده	L_1	۲/۵	$C_{\rm c}$	۵ pF	
	L_2	٠/٣	C_1	۰/۵ pF	
	L_3	١/٣	$R_{\rm D}$	\cdot/Δ KΩ	
	L_4	۲/۵	R _B	Υ• ΚΩ	
باياس	$V_{\rm B1}$	۱V	$V_{\rm B3}$	•/۵۵ V	
	$V_{\rm B2}$	1/80V	V_{d1}	1/1 V	
	$V_{\rm BB}$	٠/۴V	$V_{\rm DD}$	λ/λ V	

در نتایج شبیهسازی مخلوط کننده پیشنهادی، توان سیگنال ورودی RF برابر dBm ۰، توان سیگنال ورودی RF برابر dBm ۲۰-، فرکانس ورودی برابر ۲/۴ GHz ، فرکانس LO برابر ۲/۳ 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، بهترتیب برابر با ۲/۳ و ۲ و gm1=۴۰ mA/۷ انتخاب شده است.

همچنین پیادهسازی تمامی سلفهای ساختار بهصورت داخل تراشه با پهنای خط ۳۵ و فاصله میان خطوط ۳۳ ۱/۵در فنّاوری ۳۳ RF-TSMC CMOS ۰/۱۸ انجام شده است. جانمایی مخلوط کننده پیشنهادشده در شکل ۱۴ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده میشود، مدار پیشنهادی دارای ابعاد ۱/۵۳ mm2 است.

با توجه به تأثیر ولتاژ بایاس ترانزیستورهای M_1 و M_1 (VBI) بر مقادیر g_{m1} و g_{m2} و نیز برای دستیابی به حداکثر خطینگی در مخلوط کننده g_{m2} ، g_{m1} و g_{m3} و نیز برای دستیابی به حداکثر خطینگی در مخلوط کننده پیشنهادی، این ولتاژ از روش بایاس بهینه انتخاب می شود. با توجه به روابط (۱۵) و (۱۷)، شکل ۱۵ (الف) نتیجه شبیهسازی مؤلفه خطی

ترارسانایی M1 و M2 (n و β1) را بر حسب ولتاژ ورودی نشان میدهد. همانطور که مشاهده میشود که n و β1 همفاز بوده و باعث افزایش مؤلفه خطی ترارسانایی کل (γ1) طبقه ترارسانایی RF میشوند.



شکل ۱۴: جانمایی مخلوط کننده پیشنهادی

شکل ۱۵ (ب) نمودار تغییرات مؤلفههای غیرخطی مرتبهسوم ترارسانایی M_1 و M_2 را بر حسب تغییرات ولتاژ ورودی نشان میدهد. β_3 بنابراین مشاهده میشود که α_3 و β_3 غیر همفاز بوده و پیک نمودار β_3 در نقطه بایاس V_B=1 V واقع شده است و بهخوبی میتواند در این نقطه اثر غیرخطی مرتبهسوم را در طبقه ترارسانایی RF کاهش دهد.





در شکل ۱۶ عدد نویز مخلوطکننده پیشنهادی در دو حالت شبیه سازی مداری و Post-Layout بررسی شده است. مدار پیشنهادی در حالت شبیه سازی مداری دارای عدد نویز برابر با ۲/۱ dB و در حالت شبیه سازی Post-Layout این مقدار به db ۵ افزایش پیدا کرده است.



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



شکل ۱۷: بهره تبدیل مخلوط کننده پیشنهادی

برای بررسی خطینگی مخلوط کننده پیشنهادی از آزمون دو تن در فرکانس ۲/۴ GHz و با فاصله فرکانسی ۴ MHz ۱ استفاده شده است. نتایج شبیهسازی این آزمون با تغییر توان ورودی RF در بازه dBm ۴۰- تا ۲۰ dBm ۲۰، در شکل ۱۸ ارائه شده است. در واقع با انتخاب ولتاژ بایاس ۷ ا=۷ برای ترانزیستورهای *M* و *M* مطابق آنچه در شکل ۱۵ ارائه شد، بیشینه مولفه غیرخطی مرتبهسوم ترارسانایی *M* با مولفه غیرخطی مرتبهسوم ترارسانایی کل طبقه RF اتفاق میافتد. بنابراین، مطابق شکل غیرخطی ترارسانایی 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 ۱۸ دست یافت. همچنین

مطابق شکل ۱۸ (ب)، در حالت شبیه سازی Post-Layout در این بایاس می توان به نقطه تقاطع مر تبه سوم ورودی (IIP3) بالا و در حدود dBm ۱۲/۵ دست یافت.



Pre- (الف) V_B=۱۷ (شکل ۱۸: شبیهسازی نقطه تقاطع مر تبهسوم با V_B=۱۷ (الف) Pre-Post-Layout (ب) Layout







همان طور که مشاهده می شود با انتخاب L2=۰/۸ nH و L2=۰/۵ pF و C1=۰/۵ pF می توان تطبیق امپدانس مناسب در فرکانس T/۴ GHz را ایجاد کرد. همچنین، در شکل ۲۱ تلف بازگشتی ورودی را در دو حالت شبیه سازی مداری و Post-Layout بررسی شده است. همان طور که مشاهده می شود، مدار پیشنهادی از تطبیق بسار خوبی برخوردار است.



شکل ۲۱ : تلف بازگشتی در ورودی (S11)

همچنین، در شکل ۲۱ مجزاسازی میان درگاههای وررودی 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 (SF SF FF و SS) انجام شده است. ممان طور که در شکل ۲۲ مشاهده میشود، مخلوط کننده پیشنهادشده عملکرد قابل قبولی در گوشههای مختلف فرآیند ساخت از خود نشان می دهد؛ بهطوری که مخلوط کننده در فرکانس ۲/۴ GHz، حداقل بهره توان کمتر از BN را ارائه میدهد.



شکل ۲۱: شبیهسازی Post-Layout مجزاسازی میان درگاهها



شکل۲۲: بررسی مشخصات مخلوط کننده در گوشههای فر آیند (الف) تلف بازگشتی در ورودی، (ب) بهره توان مستقیم، (ج) عدد نویز DSB

همچنین برای بررسی تغییرات فرآیند ساخت، از تحلیل مونتکارلو 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 مونتکارلو در شکل ۲۳ ارائه شده است.



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

تحلیل آماری شکلهای بالا با استفاده از نمودارهای هیستوگرام در فرکانس FGHz و مقدار dBm ا_{LO} بهصورت شکل ۲۴ انجام شده است. همان طور که مشاهده میشود، با وجود ایجاد عدم تطابق، برای بهره تبدیل تنها ۲۰٪ نمونهها خارج از بهره تبدیل dB ۲۰/۵±۲۰/۵ بوده و تقریباً تمام نمونهها در بازه بهره تبدیل dB ۵/۰±۱۴/۵ بوده همچنین، برای عدد نویز تنها ۱٪ نمونهها دارای عدد نویز بزرگتر از مقدار dB ۴/۶ هستند. بنابراین مشاهده میشود که مخلوط کننده ارائه شده از پایداری بسیار خوبی در برابر تلرانس ساخت ترانزیستورها از مخلوط کننده گزارش شده، مقایسه شده است. همچنین، برای مقایسه از مخلوط کننده گزارش شده، مقایسه شده است. همچنین، برای مقایسه عملکرد مخلوط کننده پیشنهادی از دو معیار شایستگی (FOM) زیر استفاده شده است:

$$FOM1 = \frac{|CG| \times |IIP3|}{(|NF| - 1) \times P(mW) \times V_{DD}(V)}$$
(TT)
FOM2

$$\frac{|CG| \times |IIP3|}{|S_{11}| \times (|NF| - 1) \times P(mW) \times V_{DD}(V)}$$
(°f)

در معیار دوم، اثر تطبیق ورودی نیز در عملکرد مخلوط کننده لحاظ شده است. درواقع در اکثر طراحیهای ارائهشده برای مخلوط کننده، از

شبکه تطبیق در مدار مخلوط کننده استفاده نشده و مخلوط کننده 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 مخلوط کننده باعث افزایش تلف جاگذاری (IL) در فیلتر شده و عدد نویز گیرنده را افزایش خواهد داد.



(ب) عدد نویز DSB

۵– نتیجه

در این مقاله یک مخلوط کننده پایین آورنده تمام تفاضلی جدید برای کاربرد در شبکههای محلی بی سیم (WLAN) ارائه شد. در مخلوط کننده پیشنهادشده برای دستیابی به خطینگی بالا و تطبیق امپدانس ورودی مناسب، از یک سلول دارلینگتون جدید در طبقه ترارسانایی استفاده شد. سلول دارلینگتون پیشنهادی، علاوهبر کاهش مولفه غیرخطی مرتبهسوم سلول دارلینگتون پیشنهادی، علاوهبر کاهش مولفه غیرخطی مرتبهسوم ترارسانایی طبقه RF، تطبیق امپدانس ورودی مناسبی را ایجاد کرده است. همچنین، استفاده از بار فعال با اتصال دیودی در طبقه TI مخلوط کننده و به کارگیری مدار تزریق جریان، باعث شده تا مدار پیشنهادی از عملکرد نویز خوبی برخوردار شود. نتایج شبیهسازی در فنآوری μμ ۰/۱۸ μm و مقایسه آن با دیگر ساختارهای مخلوط کننده فعال نشان میدهد که مدار پیشنهادی از خطینگی، تطبیق ورودی و نویز مطلوبی برخوردار بوده و برای کاربرد در گیرندههای wLAN مناسب است.

مراجع	[٨]	[٩]	[1+]	[17]	[١٣]	[14]	[١۵]	مدار پیشنهادی
فناوری CMOS	۶۵ nm	۹۰ nm	۱۸۰ nm	۶۵ nm	۱۳۰ nm	۱۸۰ nm	۱۳۰ nm	۱۸۰ nm
نحوه اندازه گیری	شبيەسازى	ساخت	شبيەسازى	شبيەسازى	ساخت	شبيەسازى	ساخت	شبیهسازی (Post-Layout)
فركانس RF (GHz)	۲/۱	۹۰–۹۶	۲/۴	١/٩	•/۵–۵/۸	۲/۱	۱-۵/۵	۲/۴
خطینگی (dBm)	۶	١	-9	۱ ۱/۶	۲/۵	۱۵	٠/٨۴	۱۲/۵
بهره تبديل (dB)	١٢	٩	۲۳/۷	٨/٧۵	۲۲	۱۵	۱۷/۵	١۴
عددنويز DSB (dB)	14/0	۱۳/۹	٨/٢	4/17	۴/۲	11	٣/٩	۵
تلف برگشتی (S ₁₁)	N/A	-10	N/A	N/A	-10	N/A	-11	-74
توان مصرفی(mW)	۶	۱۵	۱۰/۵	۲/۰۲	۲۵	٨	344	١٧
ولتاژ تغذيه (V)	١	١/٢	١/٨	۱/٨	١/۵	۱/٨	۱/۵	١/٨
FOM1	•/•)	•/••٢	•/•٢	۰/۵	•/• A	۰/۰۵	۰/۰۳	•/1
FOM2	N/A	•/•)	N/A	N/A	٠/۴۸	N/A	•/1	۲/۲

جدول۲: مقایسه نتایج مخلوط کننده پیشنهادشده با مخلوط کنندههای گزارششده

- [8] M. B. Vahidfar and O. Shoaei, "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,
- [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. Mahmou 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.
 - ⁸ Mahmoud
 - 9 Faitah
 - ¹⁰ Ho
 - 11 Ho
 - 12 Saavedra
 - ¹³ Cross coupled

مراجع

- [۱] الهام بهرامی، حسین شمسی، «تقویت کننده لگاریتمی کم مصرف و کم نویز برای کاربرد ضبط سیگنالهای 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 downconversion mixer applied in 24GHz FMCW radar," in 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), 2018: IEEE M.
- [۳] پرویز امیری، محمود صیفوری، بابک آفرین، آوا هدایتی پور، «طراحی

پیش تقویت کننده RGC کمنویز مدار مجتمع CMOS با پهنای باند

GHz 20 و بهره dBΩ 60 »، *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.

زيرنويسها

- ¹ Wireless Local Area Network
- ² Linearity
- ³ Conversion gain
- ⁴ Isolation
- ⁵ Down conversion
- ⁶ Gilbert cell
- ⁷ Aain