

طراحی یک میکسر گیلبرت خطی مستقل از بایاس با پهنای باند و بهره بالا در باند K

محمد بیگی زاده^۱، ابوالفضل چمن مطلق^۲

دانشجوی دکترای برق الکترونیک، دانشگاه صنعتی اصفهان، m.beigizadeh@modares.ac.ir

استادیار دانشگاه جامع امام حسین (ع)

تاریخ دریافت: ۹۳/۱۲/۲ تاریخ پذیرش: ۹۴/۶/۱۵

چکیده

در این مقاله، یک میکسر گیلبرت با تکنولوژی CMOS $0.18 \mu\text{m}$ طراحی شده است که در آن از ترکیب دو تکنیک شبکه π و PDC به طور همزمان استفاده شده که در نتیجه آن بهبود بهره، پهنای باند، عدد نویز و خطینگی را خواهیم داشت. همچنین یک روش جدید برای پیاده‌سازی شبکه π با استفاده از خازن‌های پارازیتی گره‌های بین طبقات RF و LO پیشنهاد شده است که کارایی میکسر را بهبود بخشیده و امکان طراحی آن را در فرکانس‌های بالا فراهم می‌کند. شبکه π با ایجاد قطب‌های موهومی در پاسخ فرکانسی سیستم بدون نیاز به توان مصرفی اضافی، بهره و پهنای باند را افزایش می‌دهد. محل مناسب این قطب‌ها که باعث افزایش بهره و پهنای باند می‌شود، بحث شده و توسط شبیه‌سازی MATLAB مشخص گردیده‌اند. همچنین نشان داده شده است که این تکنیک موجب می‌شود که مدار میکسر در یک رنج قابل قبول، مستقل از بایاس باشد و نتایج مشابه را بدهد که این مزیت بزرگی برای مدارات به‌شمار می‌آید. نتایج شبیه‌سازی میزان $3/36 \text{ dB}$ بهبود در بهره و 2 dB کاهش عدد نویز را در مقایسه با حالتی که تنها تکنیک PDC مورد استفاده قرار می‌گیرد، در توان مصرفی یکسان و توان LO برابر 1 dBm نشان می‌دهد. میکسر پیشنهادی در مقایسه با میکسر متداول دارای بهبود 6 dB در خطینگی نیز می‌باشد. همچنین توان مصرفی کل به همراه مدار بایاس طراحی شده برابر $9/68 \text{ mW}$ با منبع تغذیه $1/8 \text{ V}$ ولت می‌باشد.

کلیدواژه

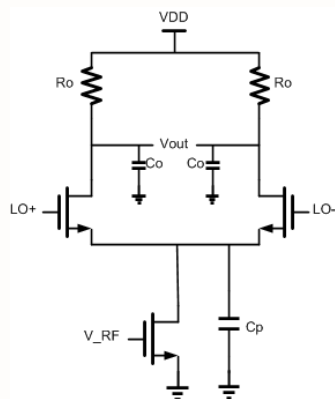
میکسر گیلبرت، باند K، تکنیک شبکه π ، تکنیک PDC.

مقدمه

یکی از بلوک‌های مهم و ضروری در مدارات فرستنده-گیرنده میکسر می‌باشد که وظیفه تبدیل فرکانسی را بر عهده دارد. بدین صورت که در قسمت فرستنده عمل بالا بردن فرکانس^۱ سیگنال و در قسمت گیرنده عمل پایین آوردن فرکانس^۲ سیگنال را انجام می‌دهد. در مدار میکسر بین پارامترهای بهره، عدد نویز، خطینگی^۳ و پهنای باند مصالحه‌های شدیدی وجود دارد که برای برطرف کردن این مصالحه‌ها، تکنیک‌های مختلفی استفاده شده است. در مرجع [۲] با استفاده از ساختار دو گیتی^۴ توانسته به یک خطینگی قابل قبول در یک رنج فرکانسی بالا دست پیدا کند. اما در مقابل با کاهش شدید بهره مواجه شده است. مرجع [۳] برای افزایش بهره از تکنیک تزریق جریان^۵ با استفاده از ترانزیستورهای PMOS

سیستم‌های ارتباطی فرآیند باند برای اولین بار در دهه ۱۹۶۰ برای کاربردهای رادار و ارتباطات نظامی مورد استفاده قرار گرفتند. به همین منظور طراحان سیستم‌های فرآیند باند بر روی توان و هزینه پایین و همچنین دارا بودن پهنای باند بالا تمرکز می‌کنند. از میان تکنولوژی‌های مختلف، تکنولوژی CMOS به دلیل توان و هزینه پایین، و قابلیت مجتمع سازی آن به یک انتخاب مناسب برای سیستم‌های پهن باند و کاربردهای بی‌سیم تبدیل شده است [۱]. اما از طرفی طراحی و پیاده‌سازی مدارات فرستنده-گیرنده موج میکروویوی و میلی‌متری با این تکنولوژی در فرکانس‌های بالا مانند باند K ($26/5-18 \text{ GHz}$) چالش‌هایی را دربر دارد که این چالش‌ها به دلایل ضریب کیفیت پایین المان‌های پسیو، عدد نویز بالا و عوامل پارازیتی است که فرکانس کاری را محدود می‌کنند.

1 Up-Conversion
2 Down-Conversion
3 Linearity
4 Dual-Gate Structure
5 Current Bleeding



شکل ۱. میکسر متداول

C_p کل خازن پارازیتی طبقه RF و سورس طبقه LO می‌باشد که ایجاد یک فیلتر پایین‌گذر کرده و در نتیجه موجب افت بهره و پهنای باند می‌شود. یک راه معمول برای غلبه بر این مشکل، قرار دادن فرکانس قطع این فیلتر در فرکانس‌های بالا می‌باشد که برای این امر می‌بایست اندازه ترانزیستورهای طبقه RF و LO را کاهش داد. اما این کاهش در اندازه، جریان ورودی میکسر و در نتیجه بهره تبدیلی^۶ را کاهش خواهد داد. از طرفی در لحظه کلیدزنی^۷، قسمتی از جریان RF از خازن پارازیتی C_p عبور می‌کند که این موضوع نیز نتیجه‌ای مشابه قبل برای جریان میکسر و بهره‌ی آن خواهد داشت. همچنین، کاهش اندازه کلیدهای LO عدد نویز میکسر را افزایش خواهند داد. یک تکنیک جهت حذف اثر خازن C_p ، قراردادن یک سلف بین طبقات RF و LO می‌باشد [۶].

در گره‌ی خروجی، خازن C_0 کل خازن این گره بوده که به عنوان یک فیلتر پایین‌گذر در خروجی عمل می‌کند. به‌منظور قرار دادن فرکانس قطع آن در فرکانس‌های بالا، اندازه کلیدهای LO و مقادیر مقاومت‌های خروجی باید کاهش یابند که این امر موجب کاهش بهره تبدیلی میکسر و افزایش عدد نویز آن می‌شود.

چالش دیگر در مدار میکسر غیرخطی بودن آن است که از غیرخطی بودن ترانسانایی^۸ ترانزیستور RF ناشی می‌شود. حذف هارمونیک مرتبه سوم جریان عبوری از طبقه RF می‌تواند باعث بهبود خطینگی میکسر شود. در این مقاله، استفاده از تکنیک‌های شبکه π و PDC به‌طور همزمان برای غلبه بر این چالش‌ها پیشنهاد شده‌اند.

استفاده کرده است. اما به‌دلیل کارایی فرکانسی پایین ترانزیستورهای PMOS، این مدار عملکرد خوبی در فرکانس‌های بالا ندارد. در مرجع [۴] از یک مدار تانک با ضریب کیفیت پایین در خروجی جهت دسترسی به یک گین یکنواخت استفاده کرده است. اما این تکنیک به قیمت کاهش گین تمام شده است. مرجع [۵] نیز با استفاده از یک شبکه π بین طبقه RF و LO به یک پهنای باند خوب رسیده است اما در مقابل بهره و عدد نویز خراب شده‌اند.

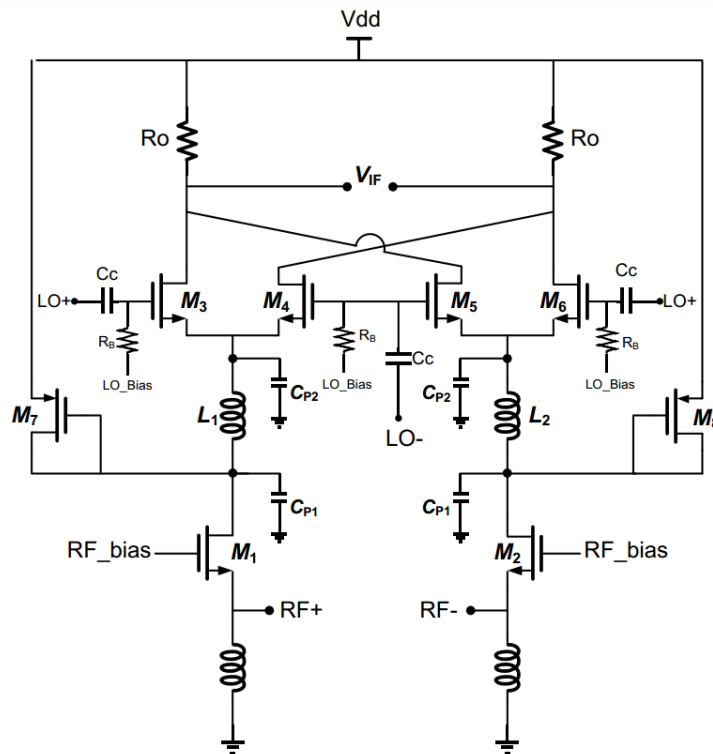
در این مقاله به منظور بهبود پهنای باند، یک تکنیک جدید برای پیاده‌سازی شبکه π با استفاده از خازن‌های پارازیتی بین طبقات RF و LO و همچنین یک سلف اضافه شده بین آن‌ها، ارائه شده است. شبکه π به دلیل قطب‌های موهومی‌اش، باعث ایجاد یک پیک در پاسخ فرکانسی سیستم می‌شود. محل قرارگیری این قطب‌های حقیقی و موهومی که توسط شبکه π مشخص می‌شوند، در دستیابی به بهره و پهنای باند بالا بسیار مهم می‌باشند. به منظور بررسی تأثیر این قطب‌ها و چگونگی انتخاب آن‌ها برای بهره و پهنای باند قابل قبول، شبیه‌سازی‌هایی با نرم‌افزار MATLAB انجام شده است. همچنین به‌طور همزمان تکنیک PDC نیز برای ایجاد خطینگی بالا بکار گرفته شده که توسط اضافه کردن دو ترانزیستور PMOS اضافی به هر طرف مدار پیاده‌سازی می‌شود [۶]. از طرفی در این مقاله نشان داده شده است که ترکیب این دو تکنیک و انتخاب دقیق اندازه ترانزیستورها، باعث می‌شود مدار میکسر در مقایسه با میکسرهای قبلی [۷]، در یک رنج قابل قبول وابستگی بسیار کمی به بایاس داشته باشد که چالش طراحی مدار در گوشه‌های مختلف و همچنین مدار بایاس استفاده شده را حل خواهد کرد.

این مقاله به قسمت‌های زیر تقسیم‌بندی می‌شود. یک پیش‌زمینه از چالش‌های طراحی میکسرها در بخش دوم ارائه می‌گردد. در بخش سوم میکسر پیشنهادی و آنالیز آن بیان می‌شود. در بخش چهارم تأثیر قطب‌های حقیقی و موهومی توضیح داده می‌شوند. آنالیز نویز در بخش پنجم بیان شده و در بخش ششم نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌گردند. در نهایت در بخش هفتم نتیجه‌گیری به صورت خلاصه بیان می‌شود.

پیش‌زمینه

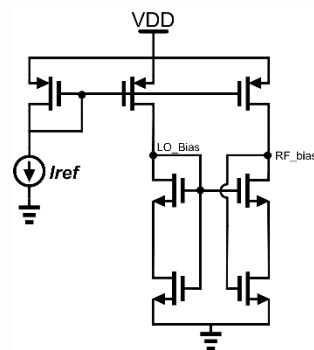
میکسر گیلبرت متداول برای کاربردهای فرکانس بالا و همچنین پهنای باند بالا، عملکرد ضعیفی دارد. یکی از دلایل این امر، خازن‌های پارازیتی در گره‌های مختلف مدار هستند که در شکل ۱ با نماد C_p و C_0 نشان داده شده‌اند.

6 Conversion Gain
7 Switching
8 Transconductance



شکل ۲. نمایی از میکسر پیشنهادی

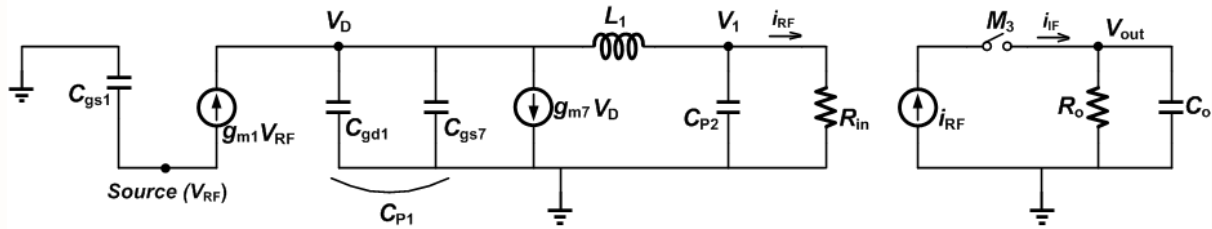
از اثر مخرب خازن‌های پارازیتی نیز استفاده بهینه کرده‌ایم. در نتیجه، این امر امکان طراحی میکسر در فرکانس‌های بالا را فراهم می‌کند. شبکه π با تولید دو قطب موهومی، یک پیک در پاسخ فرکانسی سیستم ایجاد می‌کند که باعث افزایش پهنای باند، بهره و بهبود عدد نویز می‌گردد. این تأثیر و محل قرارگیری قطب‌ها در بخش بعدی با شبیه‌سازی‌های MATLAB توضیح داده شده‌اند. ترانزیستورهای اضافی (M_7 و M_8) برای پیاده‌سازی تکنیک PDC که خطینگی را با خطی کردن جریان طبقه RF بهبود می‌بخشند، استفاده شده است [۶]. بعلاوه، این ترانزیستورها می‌توانند خازن C_{P1} مورد نیاز را با خازن C_{gs} خود برای شبکه π تولید کنند. این یکی از مهمترین دلایل امکان ترکیب این دو ایده می‌باشد. همانطور که گفته شد در این تکنیک با انتخاب اندازه مناسب برای ترانزیستورها، مدار وابستگی بسیار کمی به بایاس خواهد داشت. با تغییر بایاس، درصدی از کمبود جریان طبقه ورودی توسط ترانزیستورهای اضافی تکنیک PDC تامین می‌شود. به‌طور مثال با کم شدن ولتاژ درین طبقه ورودی که همان گیت ترانزیستورهای M_7 و M_8 نیز می‌باشد، ولتاژ سورس-گیت آن‌ها افزایش یافته و در نتیجه جریان این طبقه زیاد می‌شود و کمبود جریان طبقه ورودی را جبران می‌کند. درصدی از این کمبود نیز توسط طبقه کلیدزنی جبران خواهد شد.



شکل ۳. مدار بایاس Low Voltage Cascode

میکسر پیشنهادی بر اساس تکنیک شبکه π و PDC

شکل ۲ میکسر پیشنهادی را که در آن از تکنیک‌های شبکه π و PDC استفاده شده است را نشان می‌دهد. شبکه π شامل سلف L_1 و خازن‌های C_{P1} و C_{P2} می‌باشد. تکنیک شبکه π متداول به منظور دستیابی به پهنای باند بالا از طریق ایجاد یک پیک در پاسخ فرکانسی و همچنین بدون نیاز به توان مصرفی بالا، استفاده شده است [۵]. در اینجا، برای پیاده‌سازی شبکه π تنها سلف L_1 به مدار اضافه شده و اندازه ترانزیستورها طوری تنظیم شده‌اند که دو خازن پارازیتی مناسب (C_{P1} و C_{P2}) به عنوان خازن‌های شبکه π ایجاد شوند. بنابراین، نه تنها هیچ خازن خارجی‌ای مورد استفاده قرار نمی‌گیرد که باعث اثرات مخرب بر روی بهره و عدد نویز شود، بلکه



شکل ۴. مدار معادل سیگنال کوچک میکسر پیشنهادی

$$K = C_{P1}C_{P2}L_1S_{RF}^3 + \left(\frac{C_{P1}L_1}{R_{in}} + C_{P2}L_1g_{m7}\right)S_{RF}^2 + \left(C_{P1} + C_{P2} + \frac{L_1g_{m7}}{R_{in}}\right)S_{RF} + \left(g_{m7} + \frac{1}{R_{in}}\right) \quad (4)$$

از معادله ۴ مشخص است که طبقه RF یک قطب حقیقی و دو قطب موهومی تولید می‌کند که برطبق معادله ۵ از ω_0 و Q بدست می‌آیند.

$$\frac{i_{RF}(S_{RF})}{V_{RF}(S_{RF})} = \frac{g_{m1}/R_{in}}{K} = \frac{g_{m1}/R_{in}}{\left(1 + \frac{S_{RF}}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{S_{RF}}{Q\omega_0} + \frac{S_{RF}^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (5)$$

$$\omega_1 = \frac{1+R_{in}g_{m7}}{\omega_0^2 R_{in} C_{P1} C_{P2} L_1}; \quad Q = \frac{1}{\omega_0 \left(\frac{L_1 g_{m7} + (C_{P1} + C_{P2}) R_{in}}{1 + R_{in} g_{m7}} - \frac{1}{\omega_1}\right)}$$

بنابراین قطب حقیقی معادل با ω_1 بوده و قطب‌های موهومی برابرند با:

$$S_{RF} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 - 4\omega_0^2} \quad (6)$$

عبارت $\frac{V_{out}(S_{IF})}{i_{IF}(S_{IF})}$ قطب حقیقی خروجی را معین می‌کند که برابر با $\omega_{IF} = \frac{1}{R_o C_o}$ خواهد بود.

قطب‌های حقیقی باعث کاهش بهره و پهنای باند شده، درحالی که قطب‌های موهومی باعث ایجاد یک پیک در پاسخ فرکانسی سیستم می‌شوند و از این رو این کاهش را جبران کرده و پهنای باند را افزایش می‌دهند. همچنین قرار دادن قطب‌های حقیقی در فرکانس‌های بالا، بهره و پهنای باند را بهبود می‌بخشد. در این مدار ما از قرار دادن قطب‌های خروجی IF در فرکانس‌های خیلی دور پرهیز می‌کنیم. زیرا این امر نیازمند کاهش مقاومت خروجی R_o می‌باشد که در نتیجه‌ی آن بهره کاهش پیدا خواهد کرد. بنابراین، قطب حقیقی در طبقه RF باید تا حد امکان دورتر از قطب حقیقی طبقه IF باشد. محدوده‌ی بالای این قطب توسط تکنولوژی مشخص می‌شود و برابر $2\pi f_{T,RF}$ است. اگر این قطب‌ها نزدیک به هم باشند، پهنای باند کاهش پیدا خواهد کرد. پس برای طراحی این میکسر با بهره و پهنای باند بالا، باید ابتدا محل این قطب‌ها را مشخص کرده سپس این‌ها را در مدار میکسر از طریق انتخاب مناسب المان‌های شبکه π پیاده‌سازی کنیم. این موضوع با جزئیات بیشتر در بخش بعدی توضیح داده شده است.

همچنین توجه می‌کنیم که چون خازن خارجی برای شبکه π استفاده نکرده‌ایم، پس جریان‌ها مستقیم وارد طبقه ورودی خواهند شد که این یکی دیگر از دلایل امکان ترکیب این دو تکنیک می‌باشد. از مهمترین مزیت‌های این مدار این است که مشکلات زیادی را از جمله طراحی مدارات بایاس پیشرفته و گران قیمت برای تثبیت ولتاژ بایاس و همچنین شبیه‌سازی در گوشه-های مختلف که نتایج آن در جدول ۱ آمده است را حل می‌کند. این مزیت مهم در شکل‌های ۲۰ و ۲۱ نشان داده شده است.

در این مقاله بدلیل وابستگی ناچیز مدار به بایاس، ما از مدار ساده low voltage cascode که در شکل ۳ نشان داده شده‌است، برای بایاس ترانزیستورها استفاده کرده‌ایم.

برای تحلیل شبکه π مدل نیم مدار سیگنال کوچک میکسر که در شکل ۴ نشان داده شده است را رسم کرده‌ایم. در این شکل، طبقه‌ی LO با یک کلید مدل شده و R_{in} نیز مقاوتی است که از سورس ترانزیستور M_3 دیده می‌شود و برابر $\frac{1}{g_{m3}}$ است. بهره تبدیلی کل برابر خواهد بود با:

$$A_V = \frac{V_{out}(S_{IF})}{V_{RF}(S_{RF})} = \frac{V_{out}(S_{IF})}{i_{IF}(S_{IF})} \times \frac{i_{IF}(S_{IF})}{i_{RF}(S_{RF})} \times \frac{i_{RF}(S_{RF})}{V_{RF}(S_{RF})} \quad (1)$$

که در آن $S_{RF} = j\omega_{RF}$ فرکانس RF و $S_{IF} = j\omega_{IF}$ فرکانس IF می‌باشد. همچنین خواهیم داشت:

$$S_{IF} = S_{RF} - j\omega_{LO} \quad (2)$$

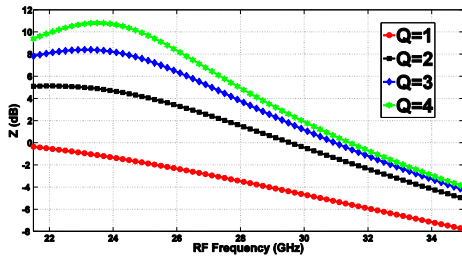
با استفاده از آنالیز سری فوریه، مقدار $i_{IF}(S_{IF})/i_{RF}(S_{RF})$ با تجزیه کردن ترکیب موج مربعی و موج سینوسی و همچنین انتخاب ضرایب مربوط به فرکانس خروجی IF برابر خواهد بود با:

$$\frac{i_{IF}(S_{IF})}{i_{RF}(S_{RF})} = \frac{2}{\pi} \quad (3)$$

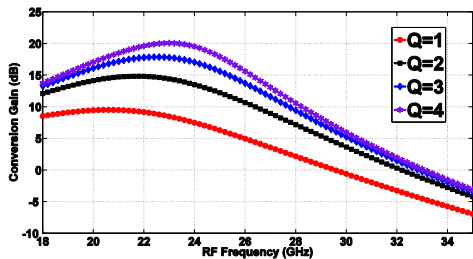
همچنین برای $\frac{i_{RF}(S_{RF})}{V_{RF}(S_{RF})}$ خواهیم داشت:

$$\frac{i_{RF}(S_{RF})}{V_{RF}(S_{RF})} = \frac{g_{m1}}{R_{in} \times K}$$

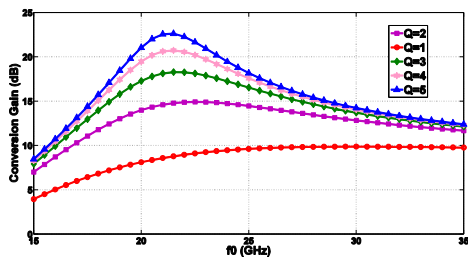
داده شده است، اگر Q بیش از اندازه زیاد شود، میزان رپل درون باند^۹ افزایش یافته و در نتیجه پهنای باند کاهش می‌یابد. همچنین این اثر بر طبق معادله ۵ کاملاً واضح است که با افزایش Q مقدار ω_0 کاهش پیدا کرده و در نتیجه پیک بهره زیاد می‌شود. پس از پیدا کردن یک دید کلی نسبت به اثر قطب‌های موهومی و محل قرارگرفتن آن‌ها، در نهایت برای درک بهتر مطالب فوق، بهره‌ی کلی بر حسب f_0 و Q رسم شده و در شکل‌های ۹ و ۱۰ نشان داده شده‌اند.



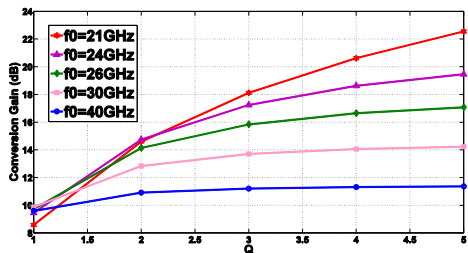
شکل ۷. نمودار پارامتر Z بر حسب فرکانس ورودی برای چند مقدار مختلف Q



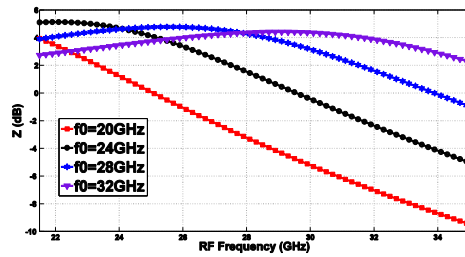
شکل ۸. نمودار بهره بر حسب فرکانس ورودی برای چند مقدار مختلف Q



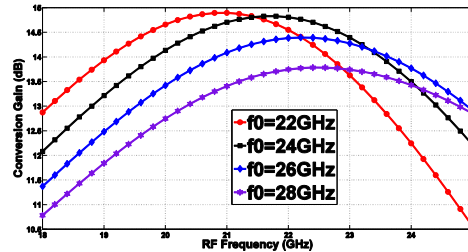
شکل ۹. نمودار بهره بر حسب f_0 برای چند مقدار مختلف Q



شکل ۱۰. نمودار بهره بر حسب Q برای چند مقدار مختلف f_0



شکل ۵. نمودار پارامتر Z بر حسب فرکانس ورودی برای مقادیر مختلف f_0



شکل ۶. نمودار بهره بر حسب فرکانس ورودی برای مقادیر مختلف f_0

اثر قطب‌های حقیقی و موهومی

در این قسمت، اثر قطب‌های حقیقی و موهومی را بر روی بهره و پهنای باند با نرم‌افزار MATLAB بررسی خواهیم کرد. همان‌طور که در قسمت قبل توضیح داده شد، دو قطب موهومی که توسط ω_0 و Q مشخص شده‌اند و همچنین دو قطب حقیقی، پارامترهای مهم و غالب جهت دسترسی به بهره و پهنای باند بالا هستند. از این رو، محل قرارگیری این قطب‌ها بسیار مهم بوده و باید با دقت انتخاب شوند. به همین منظور، متغیر پارامترهای مهم و غالب جهت دسترسی به بهره و پهنای باند بالا برای $Z \triangleq R_{in} i_{RF}(S_{RF}) / V_{RF}(S_{RF}) g_{m1}$ بر حسب فرکانس RF در این مثال، f_0 ، f_{IF} و Q به ترتیب مقادیر ۴۰ GHz، ۵/۲ GHz و ۲ در نظر گرفته شده‌اند.

همان‌طور که از این شکل مشخص است، افزایش ω_0 ، فرکانسی که در آن متغیر Z شروع به زیاد شدن می‌کند را شیف‌ت می‌دهد و در نتیجه پهنای باند افزایش می‌یابد. توجه می‌کنیم که این تنها پیک فرکانس را شیف‌ت داده و باعث زیاد شدن پیک نمی‌شود. از طرفی اگر ω_0 بیش از اندازه افزایش پیدا کند، پیک بهره کاهش می‌یابد که این اثر در شکل ۶ نشان داده شده است. همچنین بر طبق معادله ۵ این امر باعث کاهش ω_1 و در نتیجه کاهش بهره می‌شود. بنابراین باید یک مقدار بهینه برای ω_0 انتخاب گردد.

پارامتر تعیین‌کننده‌ی دیگر در محل قطب‌های موهومی، Q است که برای بررسی آن نیز، متغیر Z بر حسب فرکانس در شکل ۷ رسم شده است. بر طبق این شکل، افزایش Q باعث افزایش پیک در پاسخ فرکانسی بهره می‌شود. اما همان‌طور که در شکل ۸ نشان

در نهایت، بهره کلی با نرم افزار MATLAB شبیه سازی شده و در شکل ۱۴ نشان داده شده است.

آنالیز نویز

نویز خروجی میکسر شامل نویز حرارتی طبقه RF، نویز حرارتی مقاومت خروجی، نویز حرارتی و فلیکر طبقه LO می شود. در خروجی به جای بار فعال از مقاومت استفاده کرده تا نویز فلیکر نداشته باشیم. همچنین چون میکسر طراحی شده از نوع Down-Conversion است، نویز فلیکر طبقه ورودی (RF) پس از ترکیب شدن با سیگنال LO به فرکانس های بالا منتقل شده

و در خروجی ظاهر نمی شود [۸].

نویز حرارتی مقاومت خروجی برای عرض باند واحد برابر خواهد بود با:

$$\overline{V_{n,R_o}^2} = 2 \times \frac{4KT}{R_o} \times |Z_L|^2 \quad (7)$$

که در آن Z_L امپدانس خروجی بوده که از رابطه $\frac{R_o}{1+R_o C_o S_{IF}}$ بدست می آید و فاکتور ۲ ظاهر شده در معادله ۷ به دلیل وجود دو مقاومت در خروجی به خاطر استفاده از ساختار توازن دو طرفه^۱ است.

نویز حرارتی طبقه RF معادل است با:

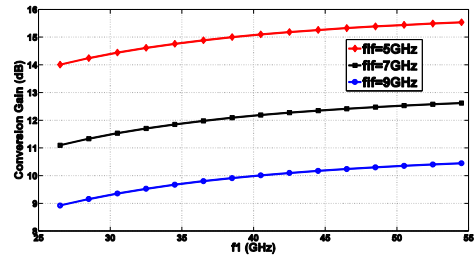
$$\overline{V_{n,RF}^2} = 2 \times \frac{4KTY}{g_{m,RF}} \times |A_V|^2 \quad (8)$$

که در آن γ پارامتر نویز کانال، $g_{m,RF}$ ترانساینایی طبقه RF و A_V بهره کلی است که در معادله ۱ بیان شده است. در این معادله نیز فاکتور ۲ به خاطر استفاده از ساختار توازن دو طرفه می باشد. معادله ۸ نشان می دهد که افزایش ترانساینایی طبقه RF، نویز خروجی را کاهش داده و در نتیجه عدد نویز را بهبود می بخشد اما خطینگی را نیز کاهش می دهد. نویز حرارتی طبقه LO نیز به دلیل پهنای باند بالا باید مورد توجه قرار گیرد که از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\overline{V_{n,LO}^2} = 4 \times 4KT\gamma \frac{1}{\pi A} \times |Z_L|^2 \quad (9)$$

که در آن I جریان بایاس در هر طرف مدار و A دامنه سیگنال LO است. در این معادله نیز به دلیل استفاده از ساختار توازن دو طرفه و اینکه طبقه LO دارای ۴ ترانزیستور است، فاکتور ۴ در معادله ظاهر شده است.

نویز فلیکر طبقه کلیدزنی با دو مکانیزم در خروجی ظاهر می شود. یکی مکانیزم مستقیم و دیگری مکانیزم غیرمستقیم. مکانیزم



شکل ۱۱. نمودار بهره بر حسب قطب حقیقی طبقه ورودی برای چند مقدار مختلف f_{IF}

شکل ۹ نشان می دهد که بهره کلی با افزایش f_0 تا فرکانس حدود ۲۲ GHz، افزایش می یابد و بعد از این فرکانس شروع به کاهش می کند. همچنین واضح است که با افزایش Q ، مقدار پیک در پاسخ فرکانسی افزایش یافته و در نتیجه آن پهنای باند کاهش می یابد. بنابراین Q نمی تواند به طور دلخواه زیاد شود. همان طور که در شکل ۱۰ نشان داده شده است، بهره با افزایش Q ، افزایش می یابد. از طرفی، این افزایش با کاهش f_0 شروع به کم شدن می کند. بنابراین f_0 نیز نمی تواند به طور دلخواه زیاد شود. در نهایت بر طبق مطالب بیان شده و شبیه سازی های انجام شده، مقدار بهینه برای f_0 و Q به منظور دستیابی به بهره و پهنای باند قابل قبول به ترتیب ۲۴ GHz و ۲ انتخاب شده اند.

فاکتور مهم دیگر در تعیین بهره و پهنای باند، محل قرارگرفتن قطب های حقیقی سیستم است. همان طور که در قسمت قبل توضیح داده شد، این دو قطب حقیقی که یکی در طبقه ورودی و دیگری در طبقه خروجی تولید می شود، باید در فرکانس های بالا قرار بگیرند. اما قطب حقیقی طبقه RF و طبقه خروجی به ترتیب توسط تکنولوژی و میزان بهره قابل قبول برای میکسر محدود می شوند. در شکل ۱۱ نمودار بهره کلی بر حسب قطب حقیقی طبقه RF (f_1) برای سه مقدار مختلف قطب حقیقی طبقه خروجی (f_{IF}) رسم شده است. در این مثال مقدار f_0 و Q به ترتیب برابر ۲۴ GHz و ۲ قرار داده شده اند. همان طور که در این شکل مشخص است، با افزایش مقدار قطب حقیقی خروجی، بهره کلی کاهش می یابد. همچنین افزایش قطب حقیقی طبقه RF باعث افزایش بهره کلی مدار می شود که در قسمت قبل نیز به آن اشاره شد. بنابراین، مقدار بهینه f_1 و f_{IF} به ترتیب برابر ۴۰ GHz و ۵ انتخاب شده اند.

حال پس از انتخاب پارامترهای مربوط به قطب های حقیقی و موهومی مانند Q ، f_0 ، f_1 و f_{IF} ، مقادیر واقعی المان ها شامل سلف ها و خازن های پارازیتی از معادله ۵ بدست می آیند. همچنین اندازه ترانزیستورها می تواند بر طبق مقادیر پارازیتی مورد نیاز بدست آمده و سپس در شبیه سازی مداری پیاده سازی شوند. توجه می کنیم که مقادیر محاسبه شده می بایست عملی باشند.

برابر ۲۵-۱۸ GHz و فرکانس LO برابر ۲۱/۵ GHz انجام شده است. همان طور که در شکل های ۱۳ و ۱۵ نشان داده شده است، میکسر دارای پیک بهره ۱۴/۱۳ dB و عدد نویز ۱۰/۶ dB در فرکانس ۲۱/۵ GHz می باشد که نتیجه حاصل از انتخاب مناسب محل قرارگیری قطب های حقیقی و موهومی است. همچنین شبیه سازی الکترومغناطیسی نیز توسط ADS momentum به منظور در نظر گرفتن اثرات کوپلاژ بین خطوط و المان ها انجام شده است.

برای شبیه سازی خطی (IIP3) ما از آزمایش دو فرکانسی ۱۵ با اختلاف فرکانسی ۵۰ Hz استفاده کرده ایم. همان طور که در شکل ۱۶ نشان داده شده است، میزان IIP3 در توان ۱ dBm- برای LO برابر ۳/۹ dBm بدست آمده است. از آنجا که ساختار انتخابی گیت-مشترک می باشد، مدار دارای یک تطبیق ورودی خوب می باشد که در شکل ۱۷ بخوبی نشان داده شده است.

همچنین به منظور تست تکنیک پیشنهادی در برابر تغییرات پروسه و عدم تطبیق ها^{۱۶} شبیه سازی Monte Carlo نیز با تعداد تکرار ۵۰ بار برای بهره و عدد نویز انجام شده که در شکل های ۱۸ و ۱۹ نشان داده شده است. نتایج نشان می دهد که مدار به تغییرات پروسه حساس نبوده و در نتیجه به خوبی قابل اطمینان می باشد.

در شکل های ۲۰ و ۲۱ پارامتر بهره و عدد نویز براساس بایاس های مختلف شبیه سازی شده اند. برای این منظور با تغییر منبع جریان ایده آل استفاده شده در مدار low voltage cascade، مقادیر بایاس را تغییر داده و نتایج بهره و عدد نویز را به ازای هر یک از آن ها رسم کرده ایم. همانطور که ملاحظه می شود با تغییر بایاس، تغییرات ناچیز و قابل قبولی در بهره و عدد نویز خواهیم داشت که نشان از وابستگی کم مدار به بایاس است.

مستقیم به خاطر غیر ایده آل بودن کلیدهای طبقه LO است که در یک بازه زمانی به طور همزمان همگی آن ها روشن هستند. این مکانیزم نویز از رابطه ی زیر بدست می آید [۸]:

$$i_{o,n}(dir) = \frac{1}{\pi A} V_n(f) ; V_n(f) = \sqrt{\frac{2K_f}{WL C_{ox} f}} \quad (10)$$

که در آن V_n نویز فلیکر معادل کلیدها بوده و K_f یک پارامتر فرآیند^{۱۱} است.

همان طور که از معادله ۱۰ مشخص است، این مکانیزم نویز با سایز ترانزیستورهای طبقه کلید زنی رابطه عکس دارد. پس یک راه برای کاهش این نویز، افزایش سایز ترانزیستورها می باشد. اما از طرفی افزایش بیش از حد سایز ترانزیستورها مخصوصاً در فرکانس های بالا، باعث افزایش خازن های پارازیتی می شود و در نتیجه کارایی مدار را کاهش می دهد. به این مکانیزمی که به دلیل ظاهر شدن خازن های پارازیتی باعث زیاد شدن عدد نویز می شود، مکانیزم غیرمستقیم می گویند. رابطه نویز مکانیزم غیرمستقیم نیز به صورت زیر محاسبه می گردد [۸]:

$$i_{o,n}(indir) = \frac{2C_p}{T} \times V_n \times \frac{(C_p \omega_{LO})^2}{g_{m,LO}^2 + (C_p \omega_{LO})^2} \quad (11)$$

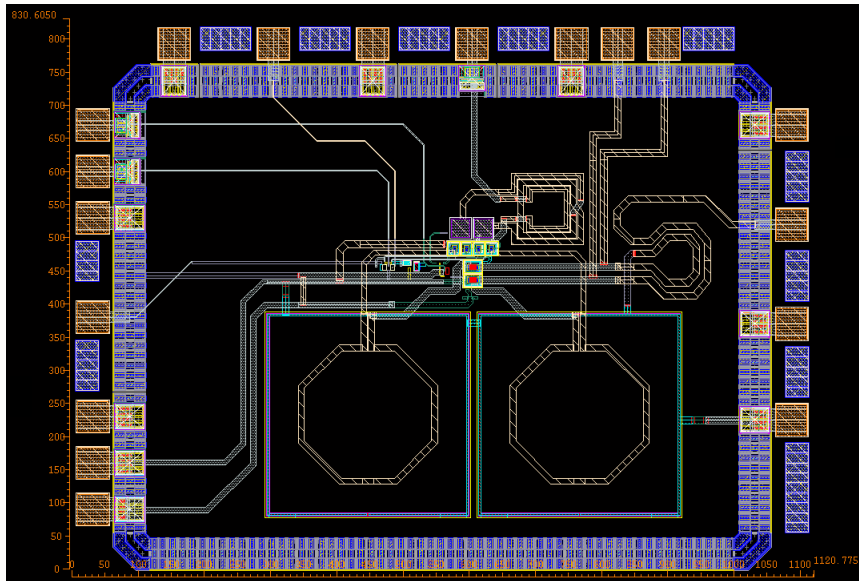
که در آن T دوره تناوب سیگنال LO و C_p خازن پارازیتی کلیدها می باشد. ملاحظه می کنیم که خازن های پارازیتی، عدد نویز میکسر را نیز تحت تاثیر قرار می دهند. پس یک راه کاهش عدد نویز میکسر، حذف این خازن ها می باشد. در نتیجه تکنیک ارائه شده در این مقاله که از طریق آن از خازن های پارازیتی استفاده بهینه شده و به نحوی اثر مخرب آن ها را از بین می برد، باعث بهبود نویز مدار نیز خواهد شد. در نهایت عدد نویز کلی توسط نرم افزار MATLAB شبیه سازی شده و در شکل ۱۵ نشان داده شده است. همان طور که از این نمودار پیداست، تکنیک پیاده سازی شده در مدار، پس از قراردادن قطب های سیستم در محل مناسب، عدد نویز را بهبود بخشیده است.

نتایج شبیه سازی

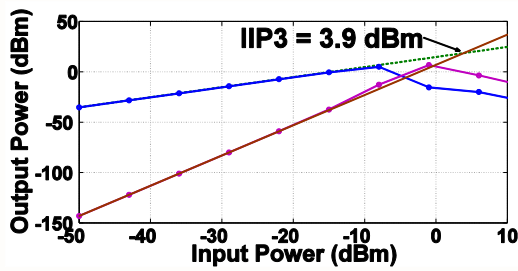
میکسر پیشنهادی با تکنولوژی CMOS $0.18 \mu m$ و منبع تغذیه ۱/۸ ولت شبیه سازی شده است. جانمایی^{۱۲} میکسر پیشنهادی به منظور شبیه سازی جانمایی^{۱۳} و الکترومغناطیسی رسم شده و در شکل ۱۲ نشان داده شده است. سطح جانمایی برابر $1120.7 \times 830.16 \mu m^2$ می باشد که شامل پدها^{۱۴} و بالون های طراحی شده درون تراشه است. شبیه سازی ها برای فرکانس RF

11 Process Parameter
12 Layout
13 Post-Layout Simulation
14 Pads

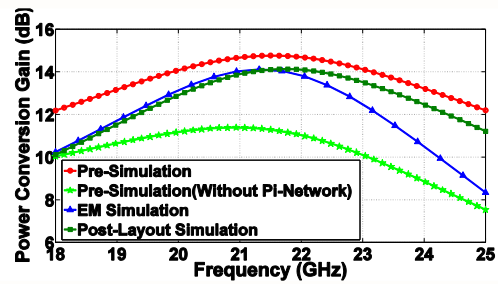
15 Two-tone test
16 mismatches



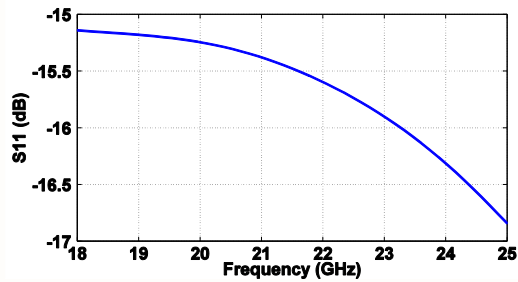
شکل ۱۲. جانمایی میکسر پیشنهادی به همراه پدها و بالون‌های طراحی شده



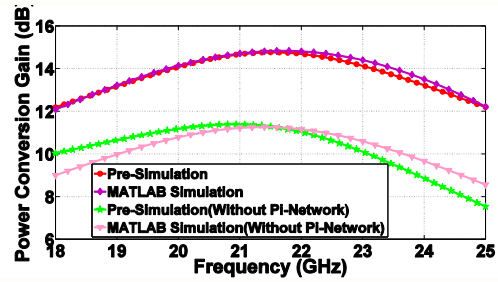
شکل ۱۶. خطیگی میکسر پیشنهادی



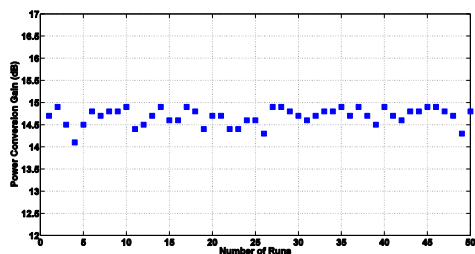
شکل ۱۳. بهره میکسر در شبیه‌سازی مدار و الکترومغناطیسی



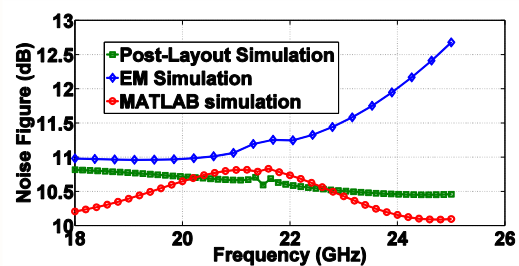
شکل ۱۷. S_{11} میکسر پیشنهادی



شکل ۱۴. بهره میکسر در شبیه‌سازی مدار و MATLAB



شکل ۱۸. بهره برحسب تعداد شبیه‌سازی‌های Monte Carlo



شکل ۱۵. عدد نویز در شبیه‌سازی مدار، MATLAB و الکترومغناطیسی

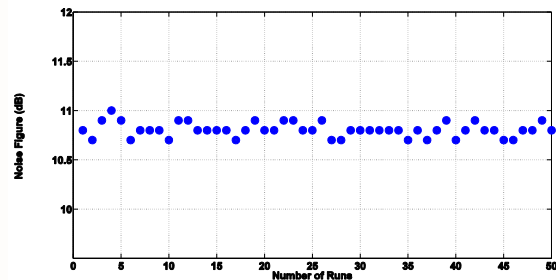
جدول ۱. نتایج شبیه‌سازی گوشه‌ها و وابستگی کم مدار به بایاس

Corners	S_{11} (dB)	S_{21} (dB)	NF (dB)	IIP3	I_{ref} (μ A)	P_{dc} (mW)
TT, 27°	< -15	10.1-14.1	10.61	3.9	100	9.68
SS, -40°	< -15.4	13.3-16.7	9.6	4.84	85	8.28
SS, 125°	< -17.5	9.3-11.6	13.9	1.5	90	8.64
FF, -40°	< -10.7	13.5-15.4	8.9	4	100	10.8
FF, 125°	< -15	10.6-12	12.3	4	110	11.7

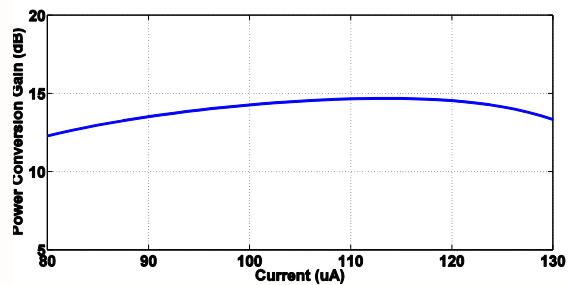
خطینگی در میکسر باند K با ترکیب دو تکنیک شبکه π و PDC بهبود پیدا کرده‌اند.

نتیجه‌گیری

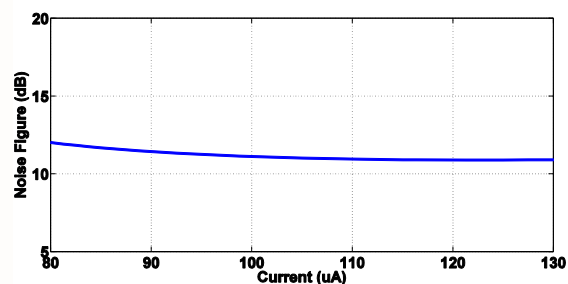
در این مقاله یک میکسر با بهره و پهنای باند بالا با استفاده از تکنیک شبکه π و PDC در تکنولوژی CMOS $0.18 \mu\text{m}$ طراحی شد. شبکه π با ایجاد یک پیک در پاسخ فرکانسی سیستم توسط قطب‌های موهومی‌اش، یک پهنای باند بالا حدود 7 GHz و همچنین بهره و عدد نویز قابل قبولی را نتیجه داده است. ابتدا محل قرارگیری قطب‌ها با شبیه‌سازی MATLAB مشخص شد و سپس به منظور دستیابی به بهره و پهنای باند مناسب، به مدار میکسر اعمال شدند. با استفاده از دو تکنیک شبکه π و PDC به خطینگی خوبی نیز دست پیدا کردیم. همچنین این تکنیک، مدار را در یک رنج قابل قبول، از بایاس مستقل کرده که طراحی میکسر و همچنین مدار بایاس را راحتتر می‌کند. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهند که با قراردادن قطب‌های مدار در محل مناسب، میکسر پیشنهادی بهره، عدد نویز و IIP3 را به ترتیب به میزان 3/36 dB، 2 dB و 6 dB بهبود داده است. همچنین این مدار دارای توان مصرفی 9/68 mW با منبع تغذیه 1/8 ولت می‌باشد. مقدار تطبیق ورودی نیز که با پارامتر S_{11} مشخص می‌شود برابر 16dB- بوده که نشانگر تطبیق ورودی مناسب است. علاوه بر این، نتایج نشان می‌دهند که با تغییر بایاس در رنج 80 μA تا 130 μA ، دارای بهره و نویز یکنواختی هستیم.



شکل ۱۹. عدد نویز برحسب تعداد شبیه‌سازی‌های Monte Carlo



شکل ۲۰. بهره برحسب مقادیر مختلف بایاس



شکل ۲۱. عدد نویز برحسب مقادیر مختلف بایاس

در نهایت میکسر پیشنهادی را در گوشه‌های مختلف نیز با دماهای مختلف شبیه‌سازی کرده‌ایم. از آنجا که مدار بدلیل تکنیک استفاده شده در آن، وابستگی بسیار کمی به بایاس دارد، نتایج مطلوب در بدترین گوشه‌ها بدست می‌آیند که در جدول ۱ این مقادیر آورده شده‌اند که نشان دهنده عدم وابستگی مدار به بایاس می‌باشد. جدول ۲ میکسر پیشنهادی را با کارهای مشابه انجام شده مقایسه می‌کند. با وجود اینکه بهره حدود 10dB بالاتر از دیگر کارها می‌باشد، میزان IIP3 نیز به‌طور قابل ملاحظه‌ای بیشتر از دیگر تحقیقات می‌باشد. بنابراین همه پارامترها شامل بهره، عدد نویز و

جدول ۲. مقایسه میکسر پیشنهادی با چندین کار مشابه

	RF Frequency (GHz)	Power Gain (dB)	NF (dB)	IIP3 (dBm)	P_LO (dBm)	Power consumption (mW)	Process
[2] ^a	18-28	2.7	NA	4.6	3	8	0.13 μ m CMOS
[5] ^b	20-32	1-4	10.5-13	0-3.4	5	18	0.18 μ m BICMOS
[9]	18.3-19.7	1	9	-2	-1	6.9	0.13 μ m CMOS
[10]	14-22	-6	7	18	11	0	GaAs MESFET
[11] ^c	22-26	13	4-15	-1	-2	16.2	0.18 μ m CMOS
[12]	9-50	5-10	16.4	(-0.2)-4.5	5	97	0.13 μ m CMOS
This work^d	18-25	10.11-14.13	10.61	3.9	-1	9.68	0.18 μ m CMOS

^a Pre-Simulation^b Post-Layout Simulation^c Pre-Simulation^d Post-Layout Simulation

مرجع ها

- [7]M. Beigzadeh, and A. Nabavi, "Design of a high gain and highly linear common-gate UWB mixer in K-Band," *Analog Integr Circ Sig Process*, 2014, vol. 78, pp. 501-509.
- [8]H. Darabi, and A. Abidi, "Noise in RF-CMOS Mixer: A Simple Physical Model," *IEEE J. Solid State Circuits*, 2000, vol. 35, pp. 15-25.
- [9]A. Verma, L. Gao, K. O. Kenneth, and J. Lin, "A K -band down-conversion mixer with 1.4-GHz bandwidth in 0.13 μ m CMOS technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2005, vol. 15, pp. 493-495.
- [10]C. J. Trantanella, "Ultra-small MMIC mixers for K - and Ka -band communications," *IEEE MTT S Int. Microwave. Symp. Dig.*, 2, 2000.
- [11]D. Ahn, D-W. Kim, and S. Hong, "A K -band High-Gain Down-Conversion Mixer in 0.18 μ m CMOS technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2009, vol. 10, pp. 227-229.
- [12]C. -S. Lin, P. -S. Wu, H. -Y. Chang, and H. Wang, "A 9-50-GHz Gilbert-Cell Down-Conversion Mixer in 0.13 μ m CMOS technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006, vol. 16, pp. 293-295.
- [1]M. Tsai, and H. Wang, "A 0.3-25-GHz Ultra-Wideband Mixer Using Commercial 0.18- μ m CMOS Technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, vol. 14.
- [2]A. Verma, K. O. Kenneth, and J. Lin, "A low-power up-conversion CMOS mixer for 22-29-GHz ultra wideband applications," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, pp. 3295-3300.
- [3]S. K. HO. Stanly, and C. E. Saavedra, "A CMOS Broadband Low-Noise Mixer With Noise Cancellation," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, 2010, vol. 58, pp. 1126-1132.
- [4]F. Ellinger, "26-34 GHz CMOS mixer," *Electron. Lett.*, 2004, vol. 40, pp. 1417-1419.
- [5]M. EL-Nozahi, E. Sanchez-Sinencio, and K. Entesari, "A 20-32 GHz Wideband Mixer with 12 GHz IF Bandwidth in 0.18 μ m SiGe Process," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, 2010, vol. 58, pp. 2731-2740.
- [6]H. Elyasi, and A. Nabavi, "Highly linear post distortion cancellation common-gate Gilbert-mixer in Ku-band," in *IEICE Electronics Express*, 2011, vol. 8, pp. 1014-1021.