

(طراحی و آنالیز با استفاده از بسط ولترا)

شهرام مدانلو^۱، حسین میارنجمی^۲

۱ دانشجوی کارشناسی ارشد برق الکترونیک، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، shahram.modanlo@stu.nit.ac.ir

۲ استاد دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل

تاریخ دریافت: ۹۳/۲/۸ تاریخ پذیرش: ۹۳/۸/۲۶

چکیده

اهمیت خطسانی و نویز در استانداردهای مختلف چالشهای زیادی را در طراحی میکسر به وجود می‌آورد. در این مقاله تکنیک جدیدی برای بهبود خطسانی میکسر ارائه شده، که با جابجایی طبقات سوئیچ و هدایت انتقالی و تولید هارمونیک مرتبه دوم سیگنال اصلی با استفاده از یک دو برابر کننده فرکانسی و تزریق آن در دو مسیر کمکی به مدار پایه (ساب هارمونیک میکسر بر پایه سلول گیلبرت) سعی در خطی تر کردن مدار می‌شود. همچنین در این ساختار برای عملکرد مناسب طبقه سوئیچ از اسیلاتور متعامد استفاده می‌شود که به دلیل استفاده از دو برابر کننده‌های فرکانسی در طبقه سوئیچ، مشکل نشت سیگنال اسیلاتور محلی و آفست DC در گیرنده‌های انتقال مستقیم و هتروداین کاهش می‌یابد، بعلاوه این دو برابر کننده‌ها طراحی اسیلاتور برای این ساختار را آسان می‌کنند. نتایج بدست آمده، از شبیه‌سازی در نرم افزار ADS در تکنولوژی TSMC 0.18 μm نشان می‌دهد که مولفه‌های خطسانی (IIP_2 و IIP_3) در این ساختار نسبت به ساختارهای متداول سلول گیلبرت بهبود چشم گیری یافته است.

کلیدواژه

IIP_2 ، IIP_3 ، سلول گیلبرت، گیرنده‌های انتقال مستقیم، گیرنده‌های هتروداین، خطسانی میکسر، ایزولاسیون، تحلیل ولترا

مقدمه

نامناسب اسیلاتور محلی نشأت می‌گیرد، این رفتار کوپلینگ در شکل ۱- نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۱-الف مشاهده می‌شود نشت سیگنال LO^۲ از دو مسیر ۱ و ۲، به ورودی LNA و خروجی میکسر صورت می‌گیرد، سیگنال نشتی از LO به خروجی میکسر در پهنای باند سیگنال مطلوب قرار می‌گیرد و موجب کاهش گستره خطی در گیرنده‌های هتروداین می‌شود، همچنین سیگنال نشتی از LO به ورودی LNA توسط خود LNA تقویت شده و در ورودی میکسر حاضر می‌شود و به همراه سیگنال RF^۴ در سیگنال LO ضرب شده، باعث تولید آفست DC در خروجی می‌شود، این آفست DC مشکل تولید خطا در خروجی را در پی خواهد داشت. مشکل نشت LO را می‌توان با بکارگیری ساختار ساب هارمونیک بهبود داد که به تفصیل در مرجع [۲] بحث شده است و در ادامه به صورت مختصر توضیح داده خواهد شد.

امروزه تقاضا برای میکسرها با توان مصرفی پایین در سیستم های مخابرات بی سیم در حال افزایش است همچنین با کاهش توان مصرفی گین انتقالی میکسر کاهش می‌یابد که مطلوب نیست. ایزولاسیون نامناسب بین پایانه‌های میکسر می‌تواند بر محدوده خطی خود میکسر و دیگر بخش‌های یک گیرنده مانند LNA^۱ و ADC^۲ تاثیر نامطلوبی بر جای گذارد [۱]. بنابراین طراحی و پیاده‌سازی یک میکسر با خطسانی، ایزولاسیون و گین انتقالی بالا و توان مصرفی پایین یک چالش در سیستم‌های مخابراتی به شمار می‌آید.

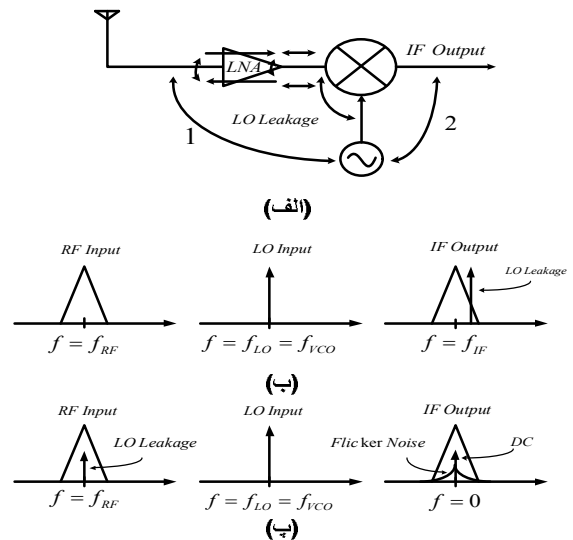
در این مقاله سعی شده است با توجه به کارهای انجام شده در گذشته به طرح راهکاری برای رفع این نقایص بپردازیم بنابراین ابتدا در صدد جستجوی منشأ این مشکلات خواهیم پرداخت. در ساختار گیرنده‌ها سیگنال‌های نشتی که از عوامل آفست DC و اثر غیر خطی مرتبه دوم در خروجی می‌باشد در اکثر موارد از کوپل

3. local oscillator
4. Radio-frequency

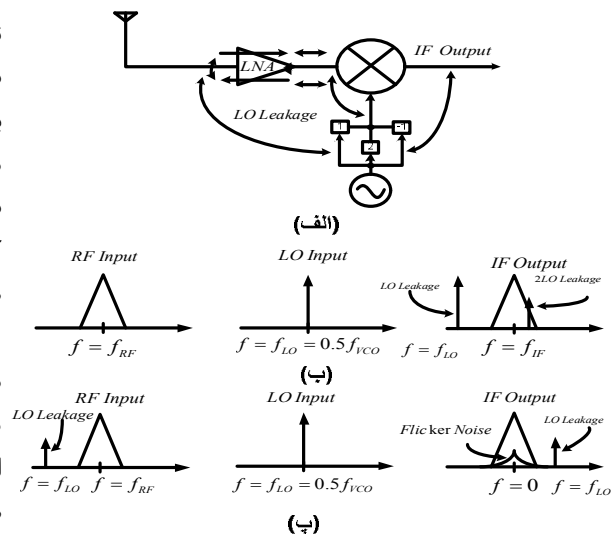
1. low noise amplifier
2. converter analog-digital

اینکه فرکانس سیگنالی که عمل انتقال را انجام می دهد دو برابر فرکانس نشت یافته از LO به ورودی میکسر می باشد مشکل آفست DC برای گیرنده های انتقال مستقیم تا حدودی برطرف می شود. (شکل ۲-پ) [۲] از نقایص ساختار ارائه شده در مرجع [۲] استفاده از یک سطح اضافی از ترانزیستور ها می باشد که برای کاربردهای ولتاژ پایین مناسب نمی باشد، برای رفع این مشکل می توان از ساختار ساب هارمونیک ارائه شده در مرجع [۸] استفاده کرد. از چالش های دیگری که در گیرنده های مخابراتی با آن مواجه ایم آثار نامطلوب مرتبه دوم و سوم ناشی از طبقه هدایت انتقالی و سوئیچ می باشد برای بهبود مولفه های خطی میکسر می توان از ساختار ارائه شده در مرجع [۴] کمک گرفت، در این ساختار با استفاده از یک مسیر کمکی سعی در خطی تر کردن مدار شده است که در ادامه به آن می پردازیم. از نقایص این ساختار استفاده از فیلتر (باعث افزایش ابعاد مدار می شود) به منظور کاهش آثار غیرخطی طبقه LO می باشد که این نقیصه را می توان با به کارگیری ساختار ساب هارمونیک رفع کرد زیرا در ساختار ساب هارمونیک طبقه LO در مسیر سیگنال RF قرار نمی گیرد و آثار غیر خطی از خود برجای نمی گذارد. در این مقاله سعی می کنیم با استفاده از کارهای انجام شده قبلی طرح جدیدی برای حذف هم زمان^۵ IM2 و^۶ IM3 و بهبود ایزولاسیون میکسر معرفی کنیم، به این صورت که برای حذف IM2 در خروجی، یک سیگنال هم دامنه و با فاز مخالف IM2 تولید کرده و در مسیر کمکی ۲ به خروجی مدار تزریق می کنیم (به شکل ۷ رجوع شود)، همچنین برای حذف IM3 نیز IM2 تولید شده را در مسیر کمکی ۱ به مدار تزریق می کنیم (به شکل ۷ رجوع شود) که با ضرب در مولفه اصلی سیگنال یک IM3 با دامنه یکسان و فاز مخالف IM3 ذاتی مدار تولید می شود. این سیگنال های کمکی تولید شده این امکان را به ما خواهند داد تا بتوانیم IIP2 و IIP3 را بهبود دهیم. همچنین سازوکار ساختار پیشنهادی را با استفاده از بسط ولتر از لحاظ ریاضی آنالیز می کنیم.

بخش های مختلف این مقاله به ترتیب ذیل خواهد بود، در بخش دوم به معرفی ساختار ساب هارمونیک می پردازیم، در بخش سوم توضیح خواهیم داد که مدار پیشنهادی چگونه مولفه های خطی را بهبود می دهد، در بخش چهارم به پیاده سازی میکسر و نتایج شبیه سازی و مقایسه با کارهای دیگر خواهیم پرداخت، و در بخش پنجم به نتیجه گیری اختصاص می یابد و در پایان ضمایم را خواهیم داشت.



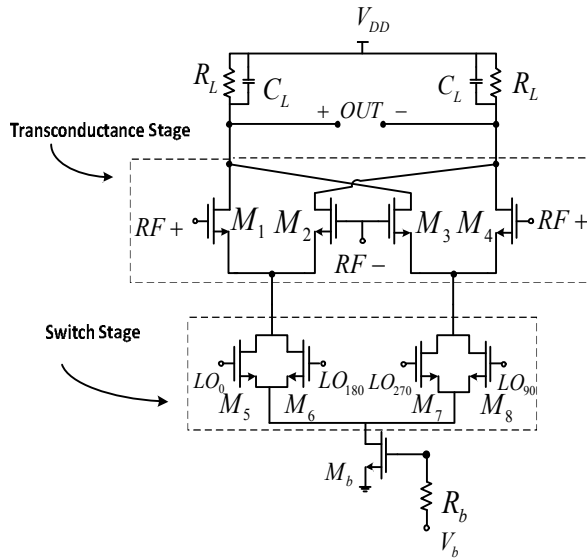
شکل ۱. الف) مسیر سیگنال های نشتی در ساختار گیرنده ها بدون استفاده از میکسر ساب هارمونیک، ب) مکانیسم ساختار گیرنده های هتروداین بدون استفاده از میکسر ساب هارمونیک، پ) مکانیسم ساختار گیرنده های انتقال مستقیم بدون استفاده از میکسر ساب هارمونیک [۲]



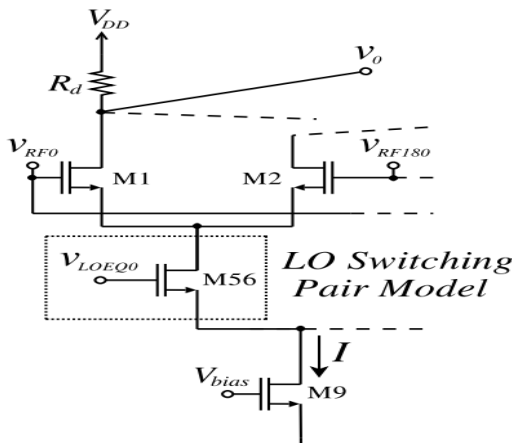
شکل ۲. الف) مسیر سیگنال های نشتی در ساختار ساب هارمونیک، ب) مکانیسم ساختار گیرنده های هتروداین با میکسر ساب هارمونیک، پ) مکانیسم ساختار گیرنده های انتقال مستقیم با میکسر ساب هارمونیک [۲]

باتوجه با شکل ۲-الف که سازوکار ساختار یک گیرنده هتروداین با میکسر ساب هارمونیک را نشان می دهد در نقطه A سیگنالی دو برابر LO ساخته می شود و عمل انتقال سیگنال RF با دو برابر فرکانس LO صورت می گیرد. در ساختار ساب هارمونیک به دلیل اینکه عمل انتقال با فرکانسی دو برابر LO صورت می گیرد، همان طوری که در شکل ۲-ب نشان داده شده سیگنال LO نشتی به خروجی، خارج از باند سیگنال مطلوب قرار می گیرد و این نقص برای گیرنده های هتروداین بر طرف می شود. همچنین به دلیل

۵ مولفه ی مدولاسیون داخلی مرتبه دوم
۶ مولفه ی مدولاسیون داخلی مرتبه سوم



شکل ۴. مدار پایه ساب هارمونیک میکسر بر پایه سلول گیلبرت



شکل ۵. دوبلر مدل شده با ترانزیستور M_{56} و ورودی معادل

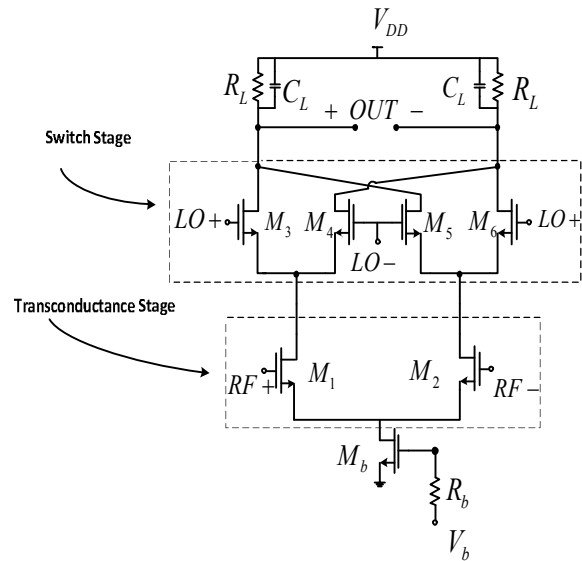
به منظور درک عمیق از میکسر ساب هارمونیک، مدار شکل ۴ را به صورت ساده‌تری بیان می‌کنیم. در نیم‌مدار ارائه شده از میکسر ساب هارمونیک در شکل ۵ جفت ترانزیستورهای سوئیچ M_5 و M_6 با یک ترانزیستور M_{56} مدل می‌شوند. با فرض اینکه مولفه‌های اصلی جریان تولید شده، با استفاده از سیگنال‌های تفاضلی گیت M_6 و M_5 یکدیگر را حذف کنند، مولفه غیرخطی مرتبه دوم جریان باقی می‌ماند بنابراین می‌توان M_6 و M_5 را با یک ترانزیستور M_{56} با ولتاژ گیت معادل دو برابر فرکانس ولتاژ گیت M_6 و M_5 مدل کرد [۸]-[۴].

ساختار ساب هارمونیک بر پایه سلول گیلبرت

در این بخش ابتدا به صورت مختصر به معرفی سلول گیلبرت و سازوکارهایی که منشأ آثار غیرخطی می‌باشند می‌پردازیم و در گام بعد به معرفی ساختار ساب هارمونیک و مدلی برای تقریب آن به سلول گیلبرت خواهیم پرداخت.

سلول گیلبرت

شکل ۳ ساختار پایه یک میکسر سلول گیلبرت را نشان می‌دهد که شامل طبقه سوئیچ، طبقه هدایت انتقالی و طبقه بار می‌باشد. در این ساختار چندین سازوکار در تولید مولفه‌های مدولاسیون داخلی نقش دارند که شامل خود اختلاطی، خواص غیر خطی طبقه هدایت انتقالی و سوئیچ و عدم تطابق بین بارهای مقاومتی می‌باشد. در ساختار میکسرهای سلول گیلبرت بیشتر آثار غیر خطی میکسر از طبقه هدایت انتقالی نشأت می‌گیرد، بنابراین خطی سازی طبقه هدایت انتقالی اهمیت زیادی پیدا می‌کند.



شکل ۳. سلول گیلبرت دوبلر بالانس

مدل کردن دوبلرهای فرکانسی ساختار ساب هارمونیک به منظور استفاده از تحلیل‌های سلول گیلبرت

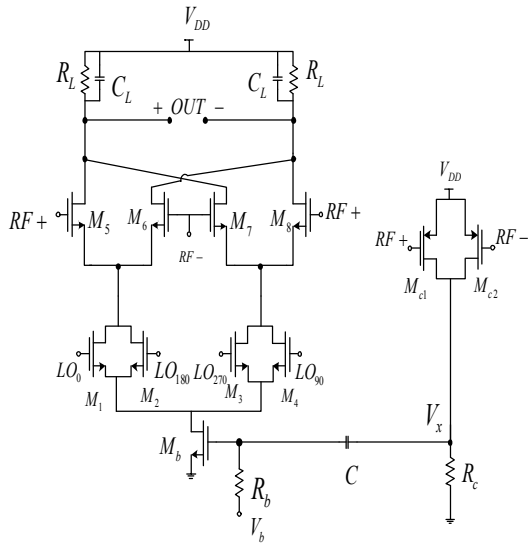
منظور استفاده از تحلیل‌های سلول گیلبرت

در شکل ۴ نمونه‌ای از یک میکسر ساب هارمونیک بر پایه سلول گیلبرت، با استفاده از دوبلرهای فرکانسی و ورودی‌های متعامد مشاهده می‌کنیم. که این ورودی‌ها به صورت زیر تعریف می‌شوند.

$$v_{LO0} = A_{LO} \cos(\omega_{LO}t) \quad , \quad v_{LO180} = A_{LO} \cos(\omega_{LO}t + \pi)$$

$$v_{LO90} = A_{LO} \cos(\omega_{LO}t + \frac{\pi}{2}) \quad , \quad v_{LO270} = A_{LO} \cos(\omega_{LO}t + \frac{2\pi}{3})$$

در سیگنال LO ضرب شده مولفه هایی در فرکانس های $\pm\omega_1 \mp \omega_2 - 2\omega_{LO}$ تولید می کند.



شکل ۵. ساب هارمونیک میکسر با مدار تزریق IM2 برای حذف IM3

مولفه تولید شده به طبقه هدایت انتقالی تزریق و در سیگنال اصلی ضرب می شود و مولفه هایی در فرکانس $2\omega_1 - \omega_2 - 2\omega_{LO}$ و $2\omega_2 - \omega_1 - 2\omega_{LO}$ برای حذف IM3 ناشی از هدایت انتقالی میکسر در خروجی ایجاد می کند. حال به توجیح ریاضی این سازوکار می پردازیم. با توجه به آثار غیر خطی ترانزیستورها، و کمی ریاضیات که در ضمیمه به تفصیل توضیح داده شده و با مقایسه دو رابطه (۱۱-الف) و (۳) می توان ضرایب بسط ولترای جریان خروجی را به صورت زیر استخراج کرد.

$$A_1(\omega) = -2g'_m N_1 I_b \quad (۴)$$

$$A_2(\omega_1, \omega_2) = g'_m - 2g'_m M_2 \quad (۵)$$

$$A_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = (g''_m - 4g'_m M_2) - \left(\frac{4N_1 g'_m g_{mc} g_{mb} R_c}{1 + jC_{t1}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)R_c} \right) \quad (۶)$$

با توجه به تعریف نقطه قطع مرتبه سوم در رابطه (۷) برای افزایش IIP3 باید مخرج رابطه اخیر را کاهش داد.

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{A_1(\omega)}{|A_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)|}} \quad (۷)$$

از رابطه (۶) و (۷) می توان دریافت که با انتخاب مناسب مقاومت R_c و اندازه ترانزیستورهای مسیر کمکی می توان مولفه های خطی را بهبود داد که درستی آن در نتایج شبیه سازی در شکل ۶ نشان داده شده است.

با توجه به مرجع [۴] و اشکال ۴ و ۵ روابط زیر را داریم:

$$v_{LOEQ0} = \frac{A_{LO}^2}{2(V_{gs(LO)} - V_T)} \cos^2(\omega_{LO}t) \approx \frac{A_{LO}^2}{4(V_{gs(LO)} - V_T)} \cos(2\omega_{LO}t) \quad (۱)$$

$$v_{LOEQ\pi} = \frac{A_{LO}^2}{2(V_{gs(LO)} - V_T)} \cos^2(\omega_{LO}t + \pi) \approx \frac{A_{LO}^2}{4(V_{gs(LO)} - V_T)} \cos(2\omega_{LO}t + \pi) \quad (۲)$$

که دامنه سیگنال اسپلاتور محلی $V_{gs(LO)}$ ولتاژ گیت سورس اسپلاتور محلی و ω_{LO} فرکانس اسپلاتور محلی می باشد.

با استفاده از مدل فوق و به کمک تحلیل های خطی ارائه شده از میکسر سلول گیلبرت معمولی می توان ساختار پیشنهادی در این مقاله را از لحاظ ریاضی تحلیل نمود.

کاهش اثرات غیر خطی

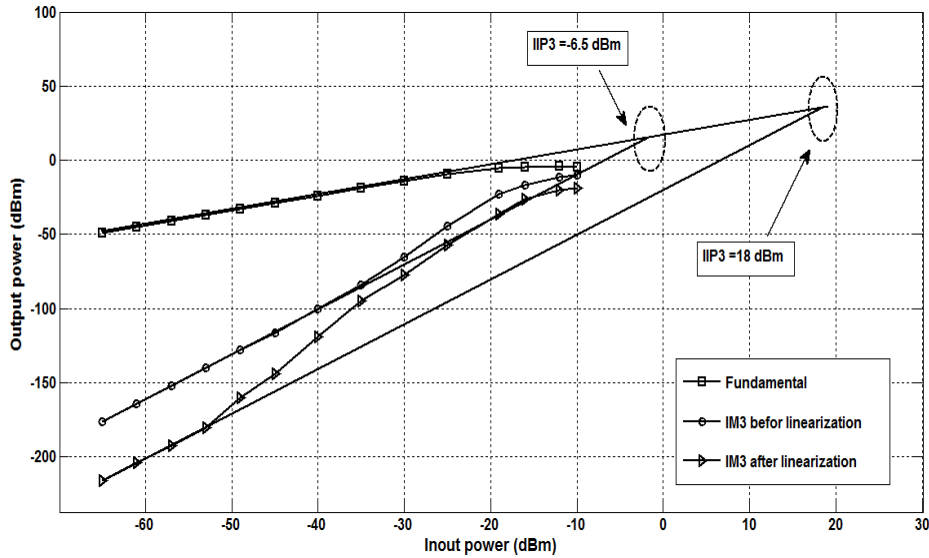
در این بخش به تحلیل عملکرد غیر خطی ساختار پیشنهادی خواهیم پرداخت و به تفصیل چگونگی سازو کار بهبود مولفه های خطی توسط این ساختار را با استفاده از تحلیل ولتر [۹]-[۱۰] شرح می دهیم. بدین منظور برای محاسبه پارامترهای خطسانی (IIP2, IIP3) جریان غیر خطی خروجی را به صورت زیر تعریف می کنیم [۴] که A_1 و A_2 و A_3 هدایت انتقالی مرتبه اول دوم و سوم جریان خروجی می باشد که در ادامه به محاسبه این ضرایب می پردازیم.

$$I_s = A_1(\omega) \circ V_{RF} \circ V_{LOEQ} + A_2(\omega_1, \omega_2) \circ V_{RF}^2 + A_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) \circ V_{RF}^3 \circ V_{LOEQ} + \dots \quad (۳)$$

کاهش اثرات غیر خطی مرتبه سوم (IM3)

در ساختار پیشنهادی برای حذف اثر غیر خطی مرتبه سوم (IM3) با تزریق اثرات غیر خطی مرتبه دوم (IM2) صورت می گیرد که IM2 توسط مدار خارجی دیگری تولید شده و به طبقه سوئیچ تزریق می شود. IM2 تزریقی در سیگنال LO و طبقه هدایت انتقالی ضرب شده و سیگنال IM3 لازم را برای حذف IM3 در خروجی فراهم می کند.

شکل ۵ هسته اصلی میکسر ساب هارمونیک را به همراه مدار مولد IM2 نشان می دهد، $M_1 - M_4$ ترانزیستورهای طبقه سوئیچ و $M_5 - M_8$ ترانزیستورهای طبقه هدایت انتقالی می باشند و M_{c1} و M_{c2} مدار مولد سیگنال IM2 می باشد که مولفه هایی را در فرکانس های $\pm\omega_1 \pm \omega_2$ تولید می کند (IM2). حال این سیگنال ولتاژ تولید شده توسط ترانزیستور M_b به جریان تبدیل می شود و



شکل ۶ IIP3 مدل پیشنهادی و پایه

با توجه به رابطه (۱۱-الف) برای ضریب IM2 که فقط از طبقه هدایت انتقالی نشأت می‌گیرد داریم:

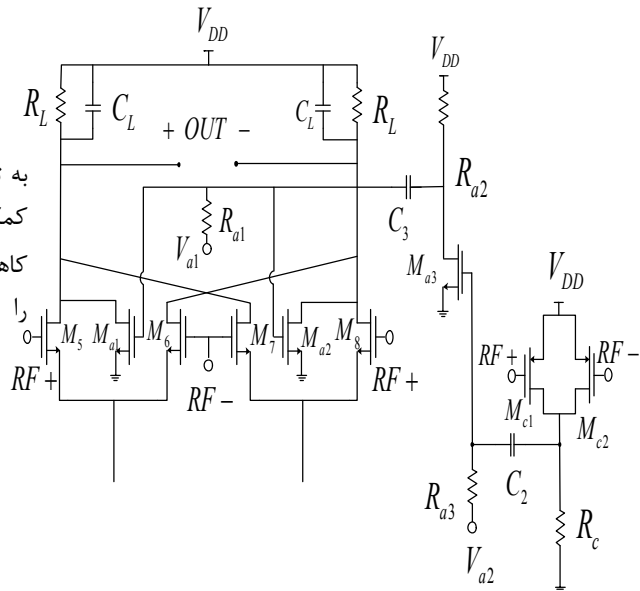
$$A_{I2}(\omega_1, \omega_2) = g'_m - 2g_m M_2 \quad (8)$$

حال با در نظر گرفتن مسیر کمکی که در شکل ۶ نشان داده شده ضریب به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$A_2 = A_{I2} + A'_{I2} \quad (9)$$

$$A'_{I2} = \frac{2g'_{mc} g_{m_{a1}} g_{m_{a3}} R_c R_{a2} g_{m_{a1}} g_{m_{a3}}}{(1 + jC_{r1}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)R_c)(1 + jC_{a2}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)R_{a2})}$$

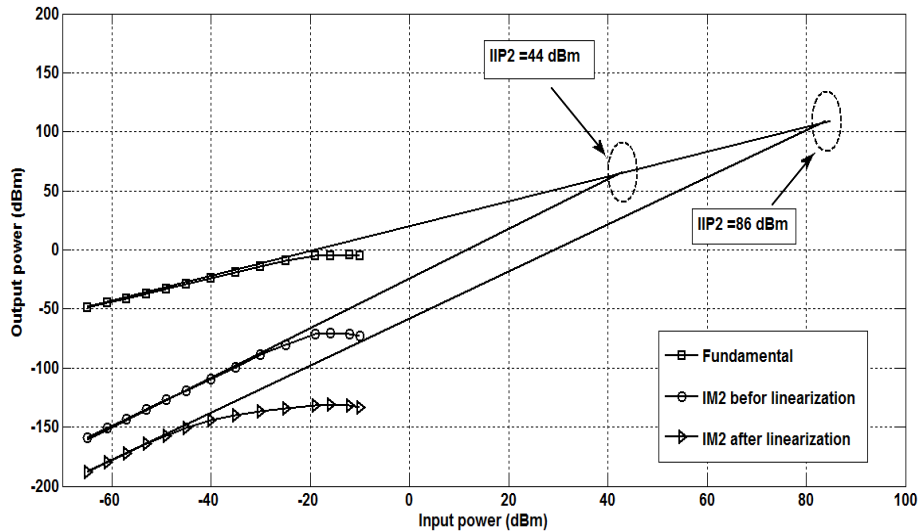
به توجه به رابطه (۹) با انتخاب مناسب ابعاد ترانزیستورهای مسیر کمکی و مقاومت R_{a2} میتوان ضریب IM2 جریان خروجی را کاهش داد که موجب افزایش IIP2 می‌شود که می‌توان درستی آن را از نتایج شبیه‌سازی در شکل ۸ مشاهده کرد.



شکل ۷. ساب هارمونیک میکسر با مدار تزریق IM2 برای حذف IM2

کاهش اثرات غیر خطی مرتبه دوم (IM2)

شکل ۷ سازوکار حذف IM2 را در ساختار پیشنهادی نشان می‌دهد. در این روش یک سیگنال IM2 با دامنه‌ای یکسان و فازی مخالف فاز IM2 ذاتی مدار تولید شده و از طریق ترانزیستورهای $M_{a1} - M_{a3}$ به خروجی مدار تزریق می‌شود دامنه سیگنال تزریقی به منظور کاهش جریان IM2 طبقه هدایت انتقالی باید تنظیم گردد.



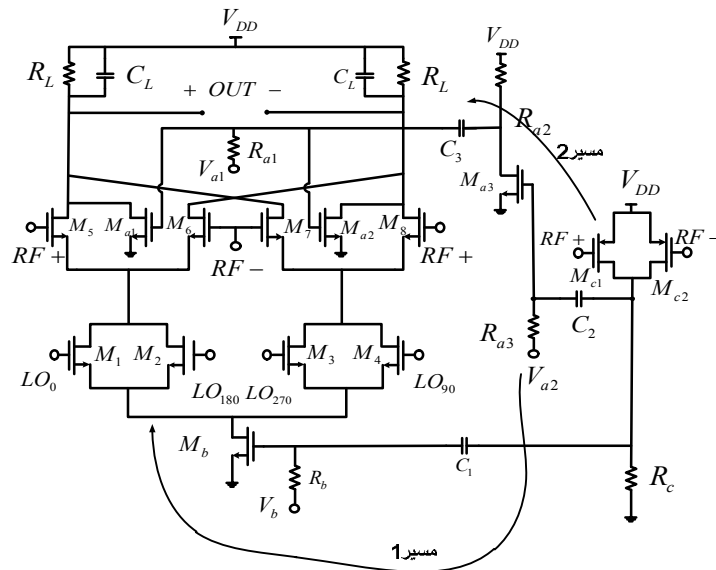
شکل ۸ IIP2 مدل پیشنهادی و پایه

و بار خازنی کمتر کوچکتر از اندازه ترانزیستورهای $M_5 - M_8$ بوده و برابر $0.18(\mu m) / 2.5(\mu m)$ می باشد، عدم تطابق بین ترانزیستورهای سوئیچ با ولتاژ آفست $2mV$ مدل شده است همچنین سیگنال $2.41GHz$ RF با یک اسیلاتور با فرکانس $1.2GHz$ برای کاربرد در استاندارد ISM به فرکانس باند پایه منتقل می شود [۱۴]. از آنجایی که نویز ناشی از قسمت مولد IM2 که به سورس طبقه هدایت انتقالی تزریق می شود نویز وجه مشترک می باشد، به همین علت در خروجی دیفرانسیلی حذف می گردد. با توجه به اندازه کوچک ترانزیستورهای M_{a1} و M_{a2} افزایش نویز در روش ارائه شده نسبت به مدل پایه بسیار کم می باشد. همچنین روش بهبود خطسانی به کار گرفته شده این امکان را به ما می دهد تا جریان بایاس و ابعاد ترانزیستورهای مدار را کاهش دهیم که کاهش توان مصرفی و نویز فیگر را در پی دارد. نتایج شبیه سازی با شبیه ساز ADS در تکنولوژی TSMC $0.18\mu m$ انجام شده نشان می دهد در فرکانس رادیویی $2.41GHz$ مقادیر IIP2 و IIP3 میکسر که بیانگر میزان خطی بودن مدار است با بکارگیری روش ارائه شده تا مقدار $42(dBm)$ و $24.5(dBm)$ نسبت به مدار پایه بهبود یافته است.

نتایج

در این مقاله طرحی از یک میکسر با گستره خطی و ایزولاسیون بالا مناسب برای کاربردهای ولتاژ پایین ارائه شده است. این طرح دارای سه قسمت شامل هسته اصلی میکسر که به دلیل ایزولاسیون مناسب ساختار ساب هارمونیک از این ساختار بهره گرفته شده، قسمت دوم شامل یک دو برابر کننده فرکانسی می باشد که وظیفه تولید هارمونیک دوم سیگنال اصلی را بر عهده دارد و قسمت سوم که شامل دو مسیر کمکی برای انتقال هارمونیک دوم سیگنال برای تولید مولفه غیر خطی مرتبه دوم و سوم با فازی مخالف فاز مولفه های غیر خطی مرتبه دوم و سوم ذاتی مدار پایه برای افزایش گستره خطی مدار پایه می باشد. که سازوکار از لحاظ ریاضی توجیح شده است.

در شکل ۹ ساختار کلی طرح نشان داده شده. جریان بایاس برابر $2.5mA$ و اندازه ترانزیستورهای $M_5 - M_8$ برابر $28(\mu m) / 0.18(\mu m)$ که در جریان $200\mu A$ بایاس شده اند، توان سیگنال اسیلاتور متصل به طبقه سوئیچ $-10dBm$ ، و اندازه ترانزیستورهای این طبقه $20(\mu m) / 0.18(\mu m)$ می باشد ترانزیستورهای M_{a1} و M_{a2} به دلیل به دلیل ایجاد نویز



شکل ۹. ساختار پیشنهادی

جدول ۱. پارامترهای مهم نتایج حاصل از روش پیشنهادی و کارهای گذشته

پارامترهای میکسر	مراجع						
	کار انجام شده	[2]	[3]	[4]	[5]	[6]	[7]
process	0.18 um	0.18 um	0.18 um	0.18 um	0.18 um	0.065 um	0.18 um
RF frequency (GHz)	2.41	0.9	2.4	2.1	2.41	2.1	2.4
LO frequency (GHz)	1.2	0.45	2.4	2.1	1.2	2.1	2.4
IIP2 (dBm)	86	N/A	N/A	93	N/A	90	N/A
IIP3 (dBm)	18	-3	15	15	-3	6	9
DC Power (mw)	5	1.35	14.8	8	24	6	5.4
Gain (dB)	13.5	9.36	11	15	7.5	15	16.5
NF(DB)	12	31.7	13.8	14	10	17.5	14.2
RF-LO Isolation (dBm)	71	58	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
LO-RF Isolation (dBm)	121	75	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

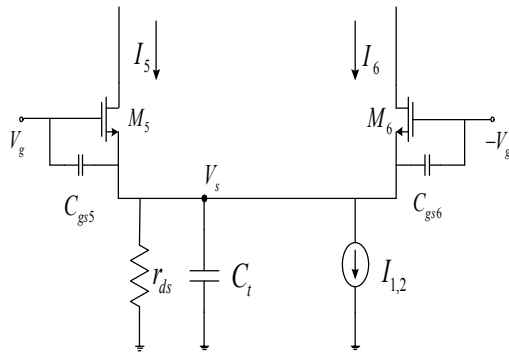
مرجع ها

- [1] T. W. Kim, B. Kim, and K. Lee, "Highly linear receiver front-end adopting MOSFET transconductance linearization by multiple gated transistors," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 1, pp. 223–229, Jan. 2004
- [2] Shuenn-Yuh Lee and Ming-Feng Huang, Chung J. Kuo, "Analysis and Implementation of a CMOS Even Harmonic Mixer With Current Reuse for Heterodyne/Direct Conversion Receivers" IEEE Trans.—I, September 2005, vol. 60, pp. 1741–1751
- [3] K.-H. Liang, C.-H. Lin, H.-Y. Chang, and Y.-J. Chan, "A new linearization technique for CMOS RF mixer using third-order transconductance cancellation," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 18, no. 5, pp. 350–352, Jan. 2008. Down-converters," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, no. 3, pp. 394–406, Mar. 2003
- [4] Marzieh Mollaali-pour and Hossein Miari Naimi, August. 2013, "An Improved High Linearity Active CMOS Mixer: Design and Volterra Series Analysis" IEEE Trans.—I, vol. 60, pp. 2092–2103
- [5] Alireza Saberkari and Shahriar B. Shokouhi, 2008, A 2.4 GHz High Performance CMOS Sub-Harmonic Mixer, IAJC-IJME 2008 Conference
- [6] M. B. Vahidfar and O. Shoaeei, "A high IIP2 mixer enhanced by a new calibration technique for zero-If receivers," IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, vol. 55, no. 3, pp. 219–223, Mar. 2008
- [7] M. Brandolini, P. Rossi, D. Sanzogni, and F. Svelto, "A 78 dBmIIP2 CMOS direct down-conversion mixer for fully integrated UMTS receivers," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 3, pp. 552–559, Mar. 2006.
- [8] Bradley Richard Jackson, "Sub-harmonic Mixers in CMOS Microwave Integrated Circuits", A thesis submitted to the Department of Electrical and Computer Engineering in conformity with the requirements for the degree of Doctor of Philosophy, Queen's University Kingston, Ontario, Canada March 2009
- [9] S. Boyd, L. O. Chua, and C. A. Desoer, "Analytical Foundations of Volterra Series," IMA J. Math. Control Inf., vol. 1, pp. 243–282, May 1984.
- [10] S. Lou and H. C. Luong, "Highly linear receiver front-end adopting MOSFET transconductance linearization by multiple gated transistors," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 1, pp. 223–229, Jan 2004.

ضمیمه

تعیین ضرایب بسط ولترای طبقه هدایت انتقالی

به منظور تعیین ضرایب ولترای طبقه هدایت انتقالی آن را به صورت زیر مدل می کنیم.



شکل ۱۰. مدل طبقه هدایت انتقالی با خازن های پارایتری و منبع جریان مدل شده برای تحلیل ولترا

بسط سری ولترا جریان غیر خطی خروجی ترانزیستورهای M_5 و M_6 شکل برحسب سیگنال ورودی $(V_g = v_{RF})$ طبق رابطه (۱-الف) بیان می شود که A_1 و A_2 و A_3 هدایت انتقالی مرتبه اول، دوم و سوم جریان خروجی هر یک از این ترانزیستورها می باشد.

$$I_s = A_1(\omega) \circ V_g + A_2(\omega, \omega_2) \circ V_g^2 + A_3(\omega, \omega_2, \omega_3) \circ V_g^3 + \dots \quad (الف-۱)$$

به منظور یافتن ضرایب بسط ولترای رابطه (۱) ابتدا ضرایب بسط سری ولترای ولتاژ سورس زوج تفاضلی را بر حسب سیگنال های ورودی V_g و I_b بدست می آوریم که به صورت زیر بیان می شود. [۹]-[۱۰]

$$V_s = N_1(\omega) \circ I_b + M_1(\omega) \circ V_g + M_1(\omega) \circ (-V_g) \quad (الف-۲)$$

$$+ M_2(\omega, \omega) \circ V_g^2 + M_2(\omega, \omega) \circ (-V_g)^2$$

$$+ M_3(\omega, \omega, \omega) \circ V_g^3 + M_3(\omega, \omega, \omega) \circ (-V_g)^3$$

با ساده سازی رابطه (الف-۲) داریم:

$$V_s = N_1(\omega) \circ I_b + 2M_2(\omega, \omega) \circ V_g^2 \quad (الف-۳)$$

برای بدست آوردن ضرایب ولترای رابطه (الف-۳) معادلات دیفرانسیلی از پارامترهای I_b و V_g و V_s با استفاده از قوانین کیرشهف در مدار شکل ۶ تشکیل می دهیم.

مشخصه جریانی ترانزیستورهای و با استفاده از سری تیلور به صورت زیر بیان می شود.

$$I_{1,2} + C_t \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{r_d} + 2g_m V_s - 2g'_m V_g^2 - 2g''_m V_s^2 + = 0$$

$$V_g = e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_2 t}$$

$$V_s = 4M_2(\omega_1, \omega_2) \circ e^{j(\omega_1 + \omega_2)t}$$

$$j(\pm\omega_1 \mp \omega_2)C_t 4M_2(\omega_1, \omega_2) + \frac{4M_2(\omega_1, \omega_2)}{r_d}$$

$$+ 2g_m 4M_2(\omega_1, \omega_2) - 4g'_m = 0$$

$$M_2(\omega_1, \omega_2) = \frac{r_d g'_m}{1 + j(\pm\omega_1 \mp \omega_2)r_d C_t + 2r_d g_m} \quad (\text{الف-۸})$$

حال با در نظر گرفتن روابط (الف-۱) و (الف-۲) و (الف-۷) و (الف-۸) الف) برای جریان I_5 داریم:

$$I_5 = -(g_m N_1)I_{12} + g'_m V_{RF} - (2g'_m N_1)V_{RF}I_{12} \quad (\text{الف-۹})$$

$$+ (12g'_m N_1 M_2 - 4g'_m K_{22})V_g^3 I_{12}$$

$$+ (g'_m - 2g_m M_2)V_{RF}^2 + (g''_m - 4g'_m M_2)V_{RF}^3$$

همچنین با توجه به شکل ۵ برای جریان i_{12} داریم:

$$i_{c1} = g_{mc} v_{RF} + g'_{mc} v_{RF}^2 + g''_{mc} v_{RF}^3$$

$$i_{c2} = g_{mc} (-v_{RF}) + g'_{mc} (-v_{RF})^2 + g''_{mc} (-v_{RF})^3$$

$$i_{c1} + i_{c2} = 2g'_{mc} v_{RF}^2$$

$$V_x = 2g'_{mc} V_{RF}^2 (R_c \parallel \frac{1}{jC_{t1}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)})$$

$$i_b = g_{mb} V_x$$

$$i_b = g_{mb} \frac{2g'_{mc} R_c}{1 + jC_{t1}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)R_c} v_{RF}^2$$

که $C_t = C_{dbc1} + C_{dbc2} + C_{gd_c1} + C_{gd_c2} + C_{gs_b} + C_{gs_d3}$ می باشد

$$i_{12} = -V_{LO} \times i_b - I_b \times V_{LO} \quad (\text{الف-۱۰})$$

حال با توجه به روابط ۹-الف و ۱۰-الف برای جریان خروجی داریم:

$$I_3 = -(g_m N_1) \left(\frac{2g'_{mc} g_{mb} R_c}{1 + jC_{t1}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)R_c} v_{RF}^2 + I_b \right) V_{LOEQ} \quad (\text{الف-۱۱})$$

$$+ g'_m V_{RF} - (2g'_m N_1) \left(\frac{2g'_{mc} g_{mb} R_c}{1 + jC_{t1}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)R_c} v_{RF}^2 + I_b \right) v_{RF} V_{LOEQ}$$

$$+ (12g'_m N_1 M_2) \left(\frac{2g'_{mc} g_{mb} R_c}{1 + jC_{t1}(\pm\omega_1 \mp \omega_2)R_c} v_{RF}^2 + I_b \right) v_{RF} V_{LOEQ}$$

$$+ (g'_m - 2g_m M_2)v_{RF}^2 + (g''_m - 4g'_m M_2)v_{RF}^3$$

$$I_5 = g_m(V_g - V_s) + g'_m(V_g - V_s)^2 + g''_m(V_g - V_s)^3 + \dots \quad (\text{الف-۴})$$

$$I_6 = g_m(-V_g - V_s) + g'_m(-V_g - V_s)^2 + g''_m(-V_g - V_s)^3 + \dots$$

که g_m و g'_m و g''_m هدایت انتقال، ترانزیستورهای M_5 و M_6 می باشد.

با اعمال KCL در گره V_s داریم:

$$I_5 + I_6 = I_b + C_t \frac{dV_s}{dt} + C_{gs5} \frac{d(V_s - V_g)}{dt} \quad (\text{الف-۵})$$

$$+ C_{gs6} \frac{d(V_s - V_g)}{dt} + \frac{V_s}{r_d}$$

که $C_t = C_{sb5} + C_{sb6} + C_{db1,2}$ می باشد.

با استفاده از روابط (الف-۴) و (الف-۵) معادله دیفرانسیلی غیرخطی زیر حاصل می گردد.

$$I_{1,2} + C_t \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{r_d} - \frac{C_{gd}}{g_m} \frac{dI_b}{dt} \quad (\text{الف-۶})$$

$$+ 2g_m V_s - 2g'_m V_g^2 - 2g''_m V_s^2$$

$$+ 6g''_m V_g V_s + 2g''_m V_s^3 = 0$$

حال به محاسبه ضرائب ولتای معادله (الف-۲) با آزمایش ورودیهای هارمونیک می پردازیم:

محاسبه $N_1(\omega)$:

$$I_{1,2} = e^{j\omega t}, \quad V_s = N_1(\omega)e^{j\omega t}$$

$$I_{1,2} + C_t \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{r_d} - 2g_m V_s = 0$$

$$e^{j\omega t} + C_t \frac{d(N_1(\omega)e^{j\omega t})}{dt} + \frac{N_1(\omega)e^{j\omega t}}{r_d} + 2g_m N_1(\omega)e^{j\omega t} = 0$$

$$1 + C_t j\omega N_1(\omega) + \frac{N_1(\omega)}{r_d} + 2g_m N_1(\omega) = 0$$

$$1 + N_1(\omega)(C_t j\omega + \frac{1}{r_d} + 2g_m) = 0$$

$$N_1(\omega) = -\frac{1}{1 + 2r_d g_m + j\omega r_d C_t} \quad (\text{الف-۷})$$

محاسبه $M_2(\pm\omega_1, \mp\omega_2)$:

$$V_s = N_1(\omega) \circ I_{1,2} + 2M_2(\omega, \omega) \circ V_g^2$$

