

تاثیر پیش تقویت کننده بر روی عملکرد میکسر فعال گسترده فرا پهن باند

زهرا زارع^۱، احمد حکیمی^۲، فرهاد شیخ حسینی^۳ و مسعود موحدی^۴

۱ دانشگاه شهید باهنر کرمان، z.zare.158@gmail.com

۲ دانشگاه شهید باهنر کرمان، hakimi@mail.uk.ac.ir

۳ دانشگاه تربیت مدرس، farhadsheikhossieni@yahoo.com

۴ دانشگاه شهید باهنر کرمان، movahhedi@ieee.org

چکیده - در این مقاله تاثیر استفاده از ساختار گسترده به همراه پیش تقویت کننده بر روی عملکرد یک میکسر فرا پهن باند بررسی شده است. با به کارگیری پیش تقویت کننده، خطوط انتقال مصنوعی غیر یکنواخت و همچنین طبقات هدایت انتقالی مکمل در ضرب کننده سلول گیلبرت افزایش قابل ملاحظه ای در بهره و پهنای باند به چشم می خورد. میکسر پیشنهادی با تکنولوژی CMOS $0.18 \mu\text{m}$ پیاده سازی شده است. در مدار شبیه سازی شده توان اسپلاتور محلی 5 dBm و فرکانس IF خروجی 70 MHz در نظر گرفته شده و بهره تبدیل $IIP3, 12 \text{ dB}$ حدود 3 dBm و توان مصرفی dc تقریباً 64 mW حاصل شده است.

کلید واژه - بهره تبدیل میکسر فعال، پیش تقویت کننده، خطوط انتقال مصنوعی غیر یکنواخت، طبقه هدایت انتقالی مکمل، عملکردهای فرا پهن باند.

است. این مدارها دارای بهره تبدیل غیر یکنواختی در بازه فرکانسی ورودی می باشند. در مقابل، میکسرهایی براساس ساختار گسترده که بدلیل استفاده از خطوط انتقال مصنوعی، یکنواختی بهره در آنها بهبود یافته است در [۶] و [۷] آمده است. به منظور بهبود خطی سازی میکسر نیز روشهایی مانند تزریق جریان و ساختار کلاس AB به ترتیب در [۸] و [۹] ارائه شده است. در این مقاله با استفاده از پیش تقویت کننده، طبقات هدایت انتقالی مکمل و خطوط انتقال مصنوعی در یک ضرب کننده سلول گیلبرت، G_c بالا و پهنای باند وسیع بدست می آید. بعلاوه خازن موجود در سورس و سلف بین طبقات هم به منظور افزایش پهنای باند در فرکانس های بالاتر به کار گرفته شده است.

در این مقاله ابتدا به تشریح ساختار مدار پیشنهادی برای ارتقای بهره و پهنای باند، سپس به شبیه سازی میکسر باند وسیع پرداخته شده و نتایج شبیه سازی حاصل از آن ارائه گردیده است. نتایج شبیه سازی حاصل از پیاده سازی میکسر گسترده پیشنهادی با تکنولوژی CMOS $0.18 \mu\text{m}$ دلالت بر افزایش قابل توجه بهره دارد.

۱- مقدمه

با توجه به رشد سریع در ارتباطات بی سیم، شدت تقاضا برای گیرنده های کم هزینه مورد استفاده در فرکانس های رادیویی افزایش یافته است، به همین دلیل تکنولوژی CMOS برای پیاده سازی مدارات مجتمع میکروویوی یکپارچه (MMIC) در فرکانس های چند ده گیگا هرتز انتخاب شده است. میان بلوک های سازنده گیرنده، میکسر، که سیگنال فرکانس رادیویی (RF) را با ضرب کردن در فرکانس LO به سیگنال فرکانس میانی (IF) تبدیل می کند، نقش مهمی در تعیین مشخصه های حیاتی سیستم مثل بهره تبدیل (G_c)، عدد نویز، خطی سازی و حذف تصویر ایفا می کند.

در گذشته ضرب کننده سلول گیلبرت به دلیل دارا بودن بهره تبدیل بالا، کاربرد وسیعی به عنوان میکسر پایین آورنده داشته است. معمولاً پهنای باند چنین مدارهایی مخصوصاً در پورت RF و LO، توسط ثابت زمانی RC محدود شده است [۱].

اخیراً تکنیک های مداری برای بهبود پهنای باند میکسر های سلول گیلبرت CMOS با استفاده از شبکه های نردبانی LC [۲] و [۳] و مبدل ها [۴] و [۵] در پورت های ورودی پیشنهاد شده

۲- میکسر فعال با ساختار گسترده

تزریق جریان بوسیله یک مقاومت موازی یا یک منبع جریان فعال تحقق می‌یافت [۱۲] و [۱۳].

۱-۲ میکسر سلول گیلبرت

به منظور افزایش هر چه بیشتر هدایت انتقالی برای ارتقا G_c ، یک توپولوژی تزریق جریان با طبقه هدایت انتقالی مکمل ، پیشنهاد شده است. شکل (۲) شمای کلی مدار را نشان می‌دهد. ترانزیستورهای دیفرانسیلی نوع P، $M_{P1}-M_{P2}$ به هدایت انتقالی کمک می‌کنند. بنابراین با انتخاب نسبت جریان طبقه مکمل، $\alpha = \frac{I_{\beta}}{I_{SS}}$ ، G_c ارتقا یافته و مطابق رابطه زیر بدست می‌آید [۱].

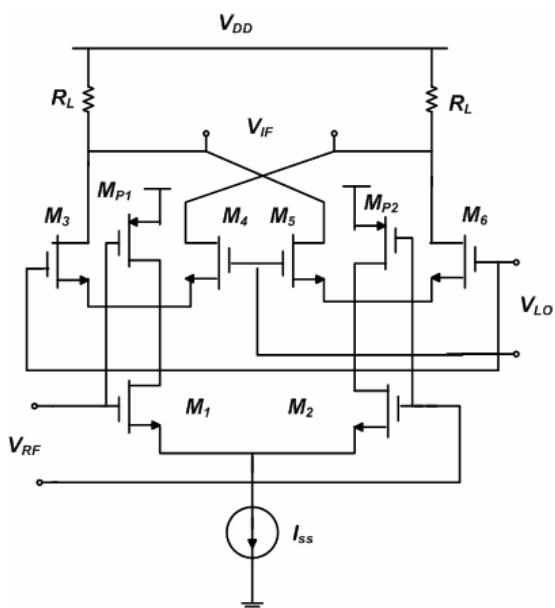
$$G_c' = \frac{2}{\pi} R_L \sqrt{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_n I_{SS}} + \frac{2}{\pi} R_L \sqrt{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_p I_{SS}} \quad (۲)$$

$\left(\frac{W}{L}\right)_p$ بیان کننده نسبت عرض به طول ترانزیستورهای M_{P2} و M_{P1} می‌باشد. علاوه بر G_c روابط مربوط به خطسانی میکسر نیز بررسی شده است [۱۴].

$$A_{IIP2} = \sqrt{\frac{g_{1,n} + g_{1,p}}{g_{2,n} + g_{2,p}}} \quad (۳)$$

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{g_{1,n} + g_{1,p}}{g_{3,n} + g_{3,p}}} \quad (۴)$$

با توجه به رابطه (۳)، واضح است که مدولاسیون داخلی مرتبه دوم، IIP2 از طریق روش تزریق جریان افزایش یافته، در حالیکه بدلیل استفاده از طبقه هدایت انتقالی PMOS، IIP3 در رابطه (۴) کاهش می‌یابد.

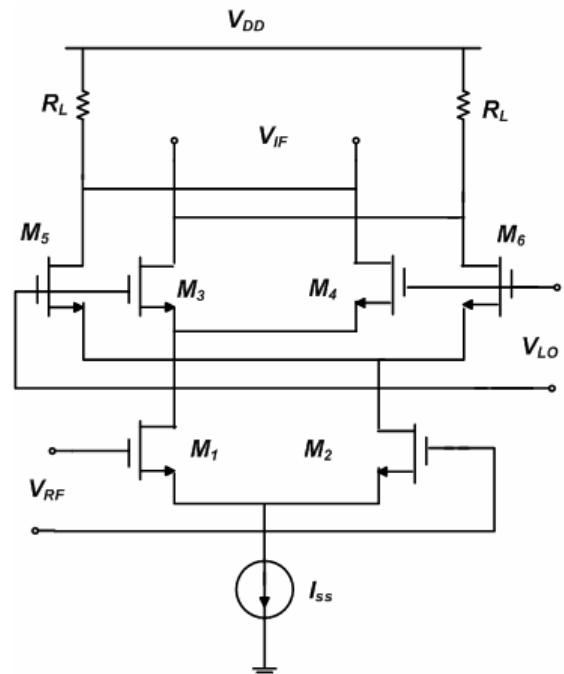


شکل ۲: میکسر سلول گیلبرت با طبقه هدایت انتقالی مکمل [۱].

شکل (۱) یک میکسر سلول گیلبرت را نشان می‌دهد. جفت ترانزیستورهای دیفرانسیلی M_1-M_2 به عنوان طبقه هدایت انتقالی، ولتاژ RF ورودی را به جریان تبدیل می‌کنند. از جفت های دیفرانسیلی M_3-M_4 و M_5-M_6 به عنوان طبقه مبادله کننده، به عنوان سوئیچ برای هدایت جریان استفاده شده است. G_c به صورت زیر بیان می‌شود [۱۰].

$$G_c = \frac{2}{\pi} R_L \sqrt{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_n I_{SS}} \quad (۱)$$

R_L مقاومت بار، I_{SS} منبع جریان و $\left(\frac{W}{L}\right)_n$ نسبت عرض به طول ترانزیستورهای M_1 و M_2 می‌باشد.

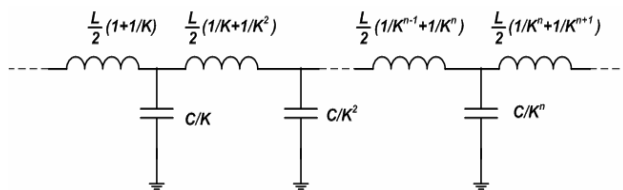


شکل ۱: میکسر سلول گیلبرت [۱].

۲-۲ روش تزریق جریان

همانطور که در رابطه (۱) دیده شد، G_c میکسر سلول گیلبرت بشدت به مقدار بارمقاومتی بستگی دارد. بنابراین لازمه رسیدن به G_c بالا برخوردار بودن از مقاومت R_L بزرگ می‌باشد. برای منبع جریان I_{SS} داده شده، خطی سازی میکسر بدلیل افزایش افت ولتاژ بر روی R_L رو به کاهش است، در نتیجه روش تزریق جریان [۱۱] برای غلبه بر این محدودیت به کار گرفته شده است. با معرفی یک مسیر جریان فرعی I_{β} جریان بایاس عبوری از R_L بطور موثر کاهش یافته، در حالیکه یک جریان dc کافی برای طبقه هدایت انتقالی فراهم می‌باشد. در گذشته، روش

۳-۲ - خط انتقال مصنوعی غیر یکنواخت



شکل ۳: خط انتقال مصنوعی غیر یکنواخت [۱].

در طراحی میکسر باند وسیع، تطبیق امپدانس در پورت های ورودی در باند وسیعی از فرکانس از اهمیت خاصی برخوردار می باشد. در بین تکنیک های موجود، ساختار گسترده با خطوط انتقال مصنوعی یکنواخت بدلیل دارا بودن فرکانس قطع بالا ترجیح داده می شوند.

این خطوط ساختاری متناوب از سلف های سری L و خازن های موازی C را شامل می شود بطوریکه فرکانس قطع و امپدانس مشخصه خط انتقال مطابق روابط (۵) و (۶) می باشد.

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \quad (5)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6)$$

در ساختار گسترده یکنواخت با N طبقه متوالی یکسان برای طبقه ورودی با سیگنال RF، هدایت انتقالی موثر می تواند به صورت زیر تخمین زده شود [۱۵].

$$G_{m,uniform} \approx \sum_{i=1}^N g_{mi} \frac{\exp[-(i-1/2)\gamma - j \tan^{-1}(\omega/\omega_g)]}{[1 - (\omega/\omega_g)^2] \sqrt{1 + (\omega/\omega_g)^2}} \quad (7)$$

g_{mi} ، هدایت انتقالی ترانزیستور آم بوده و $\omega_g = \frac{1}{R_g C}$ می باشد.

رابطه (۷) نشان دهنده آن است که هدایت انتقالی کل طبقه ورودی متناسب با g_m هر یک از ترانزیستورها است.

لازمه افزایش هدایت انتقالی برای داشتن G_c بالا در جریان بایاس داده شده، داشتن ترانزیستورهایی با سائزهای بزرگ می باشد، درحالیکه فرکانس قطع خط انتقال مصنوعی هنگامی که خازن گیت رو به افزایش باشد، کاهش می یابد.

یک محدودیت اساسی بر روی عملکرد میکسر با ساختار گسترده یکنواخت در ورودی RF، محدودیت حاصلضرب بهره-پهنای باند، است. برای کاهش این محدودیت در این طراحی از یک خط انتقال مصنوعی غیر یکنواخت استفاده شده است.

در شکل ۳، مقادیر سلف ها در هر طبقه از خط انتقال به طور متوالی تا انتهای خط با ضریب k کاهش می یابد، حال هدایت انتقالی موثر میکسر گسترده می تواند بصورت زیر بیان شود [۱۶].

$$G_{m,nonuniform} \approx \sum_{i=1}^N g_{mi} \frac{\exp[\gamma(k^{-i} - \sum_{m=1}^{i-1} k^{m-1})]}{[1 - (\omega/\omega_g)^2] \sqrt{1 + (\omega/\omega_g)^2}} \quad (8)$$

۳ - ساختار مدار مربوط به میکسر پیشنهادی

با بکارگیری روش تزریق جریان و ساختار گسترده غیر-یکنواخت و پیش تقویت کننده، میکسر باند وسیع طراحی شده و ساختار کلی آن در شکل (۴) نشان داده شده است.

در این طرح، خطوط انتقال مصنوعی غیر یکنواخت در ورودی RF، برای اتصال به طبقات هدایت انتقالی جفت ترانزیستورهای سورس زمین شده $M_{N1}-M_{N2}$ و ترانزیستورهای تزریق جریان $M_{P1}-M_{P2}$ ، به کار رفته است. از طرف دیگر ساختار خط انتقال مصنوعی یکنواخت برای سیگنال LO به منظور سادگی ساختار در نظر گرفته شده است.

در طبقه خروجی IF، R_L و C_L یک فیلتر پایین گذر را شکل می دهند که پهنای باند مربوط به آن در رابطه (۹) آمده است.

$$\omega_{IF-3dB} \approx \frac{1}{R_L C_L} \quad (9)$$

لازمه رسیدن به G_c بالا، وجود بار مقاومتی بزرگ در خروجی می باشد که به دنبال آن طبق رابطه ذکر شده در بالا، پهنای باند محدود می گردد.

در طراحی مدارات باند وسیع، استفاده از خازن در سورس یکی از پرکاربردترین روش ها برای ارتقای پهنای باند می باشد [۱۷]. برای افزایش بیشتر پهنای باند، یک شبکه اصلاح شده در طبقه هدایت انتقالی $M_{N1}-M_{N2}$ میکسر باند وسیع مطابق شکل (۵) استفاده می شود. در این شبکه سلف L_s بطور سری با خازن C_s قرار دارد [۱].

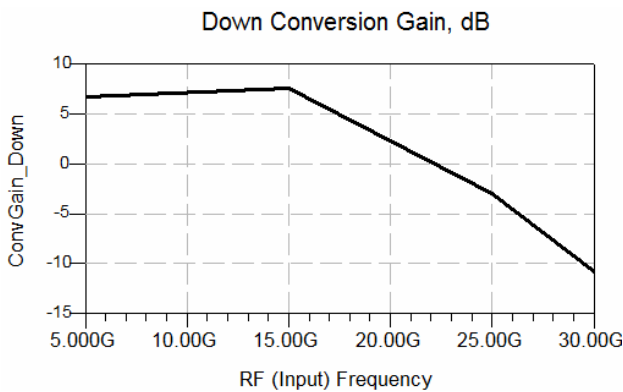
محدودیت دیگر بر روی عملکرد پهنای باند میکسر توزیع شده، خازن پارازیتی در گره خروجی طبقه هدایت انتقالی است. با قرار دادن سلف L_m بطور سری بین طبقه هدایت انتقالی و مبادله کننده برای جداسازی خازن های پارازیتی، یک شبکه نردبانی LC با مشخصه باند وسیع شکل می گیرد [۱۸].

در این مقاله جهت بهبود بهره تبدیل میکسر با ساختار گسترده، مدلی ارائه شده که در آن یک طبقه پیش تقویت کننده با نسبت $W_7/L(100/0.18 \mu m/\mu m)$ و مقاومت های $R_d(550\Omega)$

عملکرد مدار دارند در جدول (۱) خلاصه شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی مدار شکل (۴) بعد از اعمال پیش تقویت کننده به مدار با نرم افزار ADS، دلالت بر بهبود شاخص‌هایی نظیر بهره تبدیل و عدد نویز میکسر توزیع شده دارد. مشاهده می شود که بهره و عدد نویز میکسر نسبت به حالت بدون پیش تقویت، افزایش قابل ملاحظه ای دارد. شکل (۶)، (۷) و (۸) به ترتیب بهره تبدیل، ایزولاسیون ورودی- خروجی و عدد نویز مدار با ساختار گسترده را قبل و بعد از استفاده از پیش تقویت کننده نشان می دهند. لازم به ذکر است که در مدار شبیه سازی شده توان اسیلاتور محلی 5 dBm و فرکانس IF خروجی 70 MHz فرض شده و بهره تبدیل 3.12 dB حدود 5.8 dB- و توان مصرفی dc تقریباً 64mW حاصل شده است.

جدول ۱: پارامترهای میکسر پیشنهادی

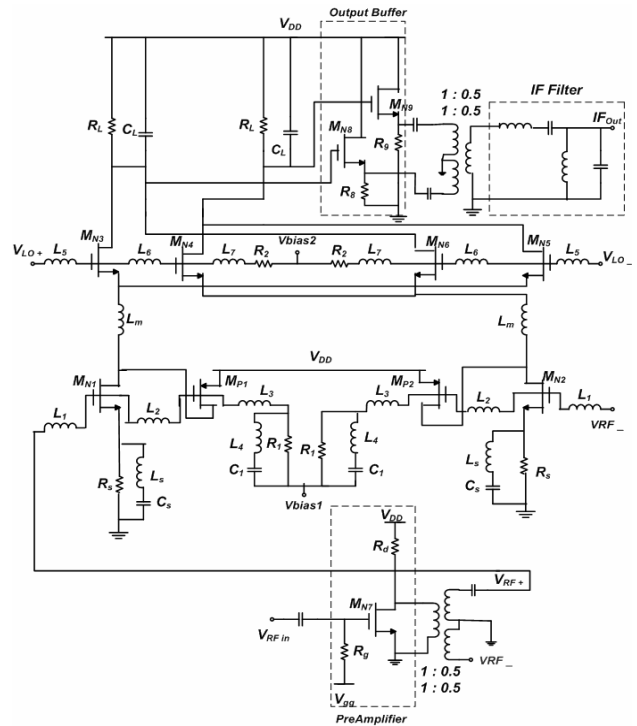
Devices	Design value	Devices	Design value
M_{N1}, M_{N2}	52/0.18 $\mu\text{m} / \mu\text{m}$	L_6	0.15 nH
M_{P1}, M_{P2}	50/0.18 $\mu\text{m} / \mu\text{m}$	L_7	0.075 nH
M_{N3}, M_{N5}	80/0.18 $\mu\text{m} / \mu\text{m}$	C_s	0.28 pF
M_{N4}, M_{N6}	80/0.18 $\mu\text{m} / \mu\text{m}$	C_1	0.14 pF
L_s	0.19 nH	C_L	1.6 pF
L_1	0.3 nH	R_s	32 Ω
L_2	0.4 nH	R_l	400 Ω
L_3	0.35 nH	R_2	26 Ω
L_4	0.55 nH	R_L	265 Ω
L_m	0.92 nH	α	0.68
L_5	0.075 nH	k	0.94



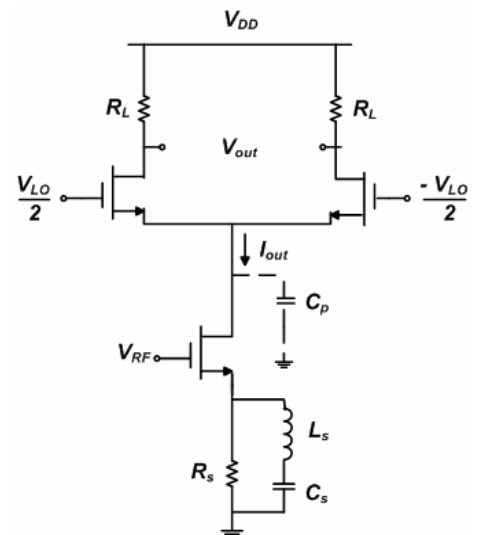
(الف)

شکل ۶: بهره تبدیل (الف) بدون پیش تقویت کننده. (ب) با پیش تقویت کننده.

به میکسر توزیع شده اضافه گردیده است. این ساختار سبب می شود ابتدا موج ورودی توسط طبقه پیش تقویت کننده، تقویت شده و سپس به طبقه بعدی مدار میکسر اعمال گردد. در انتها نیز دو ترانزیستور درین مشترک با نسبت امپدانس خروجی، در پورت IF میکسر قرار داده می شود.



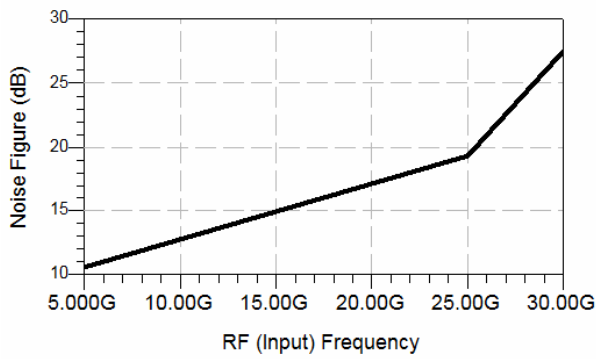
شکل ۴: ساختار میکسر فرایهین باند پیشنهادی



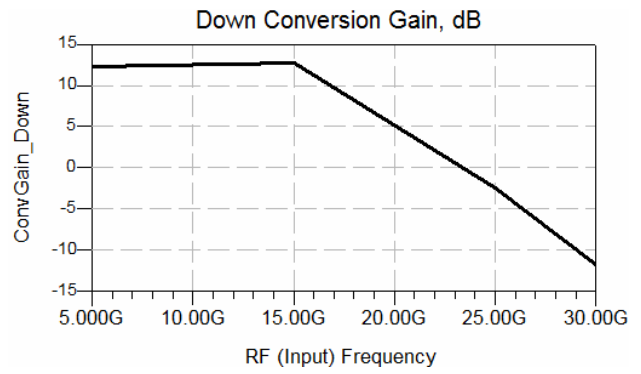
شکل ۵: شبکه اصلاح شده با سلف و خازن موجود در سورس [۱].

۴- نتایج شبیه سازی

پارامترهای از مدار میکسر که نقش بسزایی در بهبود

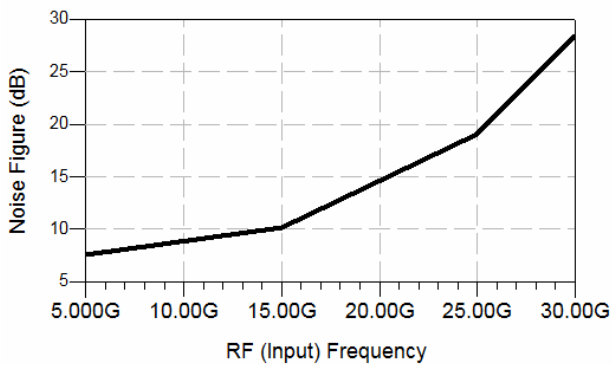


(الف)

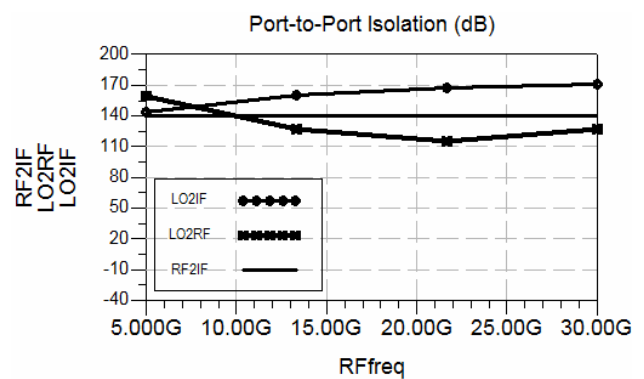


(ب)

ادامه شکل ۶



(ب)

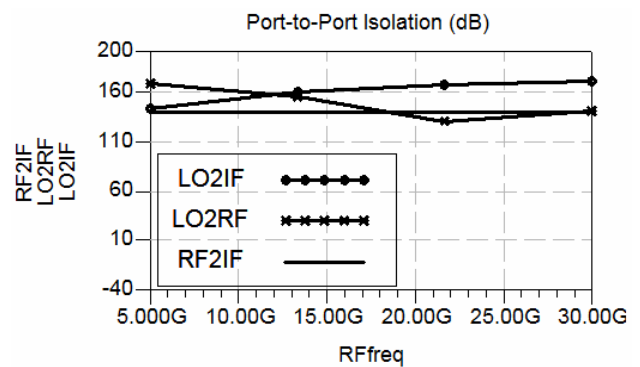


(الف)

شکل ۸: عدد نویز (الف) بدون پیش تقویت کننده. (ب) با پیش تقویت کننده.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله شیوه ایی جدید به منظور بهبود عملکرد میکسر فرایهین باند ارائه شده است. بکارگیری طبقه هدایت انتقالی مکمل و خطوط انتقال غیر یکنواخت در یک ضرب کننده سلول گیلبرت و استفاده از یک طبقه پیش تقویت منجر به بهبود عملکرد میکسر مورد نظر با ساختار گسترده شده است. شاخص هایی نظیر بهره تبدیل (G_c) و عدد نویز (NF) به میزان قابل توجهی اصلاح گردیده اند.



(ب)

شکل ۷: ایزولاسیون پورت های خروجی (الف) بدون پیش تقویت کننده. (ب) با پیش تقویت کننده.

جدول ۲: پارامترهای میکسر قبل و بعد از پیش تقویت کننده

	Conversion Gain	SSB NF	IIP3	Bandwidth	Isolation	Power consumption	Dc supply voltage
[1]	12 dB	15 dB	0 dBm	28 GHz	LO2RF \geq 37.5 dB and LO2IF \leq -22.4 dB	40 mW	2 V
[6]	2.5 – 5 dB	6.8 - 7.3 dB	5 dBm	5.62 GHz	-----	10.4 mW	1.8 V
[7]	-1 - -4 dB	-----	10 – 12 dBm	30 GHz	LO2RF \geq 20 dB LO2IF \geq 19 dB	-----	1.1 V
This work before preamplifier	6.5 dB	19 dB	-4 dBm	20 GHz	LO2IF \geq 140 dB and LO2RF \geq 110 dB	59 mW	2 V
This work after preamplifier	12 dB	14dB	-3 dBm	20 GHz	LO2IF \geq 140 dB and LO2RF \geq 130 dB	63.4 m W	2 V

مراجع

- [11] L. A. MacEachern and T. Manku, "A charge-injection method for Gilbert cell biasing," in *IEEE Can. Elect. Comput. Eng. Conf.*, 1998, pp. 365–368.
- [12] H.-H. Hsieh, K.-S. Chung, and L.-H. Lu, "Ultra-low-voltage mixer and VCO in 0.18 μ m CMOS," in *IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, Jun. 2005, pp. 167–170.
- [13] S.-G. Lee and J.-K. Choi, "Current-reuse bleeding mixer," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 8, pp. 696–697, Apr. 2000.
- [14] I. Nam, B. Kim, and K. Lee, "CMOS RF amplifier and mixer circuits utilizing complementary characteristic of parallel combined nMOS and pMOS devices," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1662–1671, May 2005.
- [15] I. Nam, B. Kim, and K. Lee, "CMOS RF amplifier and mixer circuits utilizing complementary characteristic of parallel combined nMOS and pMOS devices," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1662–1671, May 2005.
- [16] A. Yazdi and P. Heydari, "A novel non-uniform distributed amplifier," in *IEEE Int. Circuits Syst. Symp.*, May 2004, vol. 1, pp. 613–616.
- [17] B. Razavi, *Design of Integrated Circuits for Optical Communications*. New York: McGraw-Hill, 2002.
- [18] B. Analui and A. Hajimiri, "Bandwidth enhancement for transimpedance amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 8, pp. 1263–1270, Aug. 2004.
- [1] C. R. Wu and H. H. Hsieh, "An ultra wideband distributed active mixer MMIC in 0.18 μ m CMOS technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 4, April.2007
- [2] M. D. Tsai and H. Wang, "A 0.3-25-GHz ultra-wideband mixer using commercial 0.18 μ m CMOS technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 522–524, Nov. 2004.
- [3] J. H. Tsai and P. S. Wu and C.S.Lin and T.W.Huang and G. J. Chern and W.C.Huang, "A 25–75 GHz Broadband Gilbert-Cell Mixer Using 90-nm CMOS Technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 4, April.2007
- [4] C.-S. Lin, P.-S.Wu, H.-Y. Chang, and H.Wang, "A 9-50-GHz Gilbertcell down-conversion mixer in 0.13 μ m CMOS technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 5, pp. 293–295, May.2006.
- [5] J.H.Tsai and H.Y.Yang and T.W.Huang and H.Wang, "A 30–100 GHz Wideband Sub-Harmonic Active Mixer in 90 nm CMOS Technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 8, August.2008
- [6] A. Q. Safarian, A. Yazdi, and P. Heydari, "Design and analysis of an ultrawide-band distributed CMOS mixer," *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.*, vol. 13, no. 5, pp. 618–629, May 2005.
- [7] K. L. Deng and H. Wang, "A 3-33 GHz PHEMT MMIC distributed drain mixer," in *IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, Jun. 2002, pp. 151–154.
- [8] Vojkon Vidojkovic, "Low Voltage, Low Power Folded Switching Mixer with Current Reuse in 0.18 μ m CMOS" *ISCAS 2004*, pp.569-572
- [9] Barrie Gilbert, "The Micromixer: A Highly Linear Variant of the Gilbert Mixer Using a Bisymmetric Class AB Input Stage" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, pp 1412-1423, Sept, 1997
- [10] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1998.