

طراحی یک اسیلاتور موج میلیمتری کم نویز CMOS با استفاده از ترانسفورماتور و خطی سازی مدار

میلاذ عطائی آشتیانی^۱

عبدالرضا نبوی^۲، جواد سلیمان میگونی^۳، سحر بی آزار^۴

چکیده

در این مقاله بر حسب سایز ترانزیستورها و بهره‌ی فیدبک اسیلاتور، نقطه‌هایی را پیدا می‌کنیم که بهره‌ی هسته‌ی فعال اسیلاتور در آنها بیشینه باشد. برای پیاده‌سازی بهره‌ی هسته‌ی فعال از یک ترانسفورماتور استفاده کرده‌ایم. این ترانسفورماتور را به شکلی در مدار قرار می‌دهیم که هم‌زمان هم بهره لازم برای فیدبک نوسان ساز تامین گردد و هم قسمتی از خازن‌های پارازیتی حذف شوند. به این نحو در اسیلاتور کار کرد، رنج تنظیم و نویز فاز به ترتیب 70% و 5dB بهبود پیدا خواهد کرد. و مشخص خواهد شد که در حالت عمومی با خطی‌سازی اسیلاتور در موج میلیمتری می‌توانیم حتی کاهش بیشتری در نویز فاز داشته باشیم و براساس این موضوع اسیلاتور را تا جای ممکن خطی می‌کنیم. شبیه‌سازی‌ها برای اسیلاتور طراحی شده در فناوری CMOS - 0/18 μm بعد از بدست آوردن پارامترهای پارازیتی Layout نشان می‌دهند که این اسیلاتور دارای نویز فاز 89dB/Hz- در آفست 1MHz و پهنای باند قابل تنظیم 1/9GHz در اطراف فرکانس 57 GHz و توان خروج 10/5 - dBm می‌باشد.

کلیدواژه

اسیلاتور، خطی‌سازی، عناصر پارازیتی، موج میلیمتری، نویز فاز

۱. کارشناس ارشد برق، دانشگاه تربیت مدرس، m.ataei@modares.ac.ir

۲. دانشیار دانشکده برق، دانشگاه تربیت مدرس

۳. دانشجوی دکتری برق، دانشگاه خواجه نصیرطوسی

۴. دانشگاه صنعتی مالک اشتر

تاریخ دریافت: ۸۹/۹/۱۲ تاریخ پذیرش: ۸۹/۱۰/۱۹

مقدمه

این مقاله روشی جدید برای طراحی اسیلاتور کم نویز در باند فرکانسی موج میلیمتری ارائه می‌دهد. پهنای باند آزاد و وسیع ۷ GHz موجود در آن باند، تداخل اندک و امکان ارسال سیگنال با توان بالا، باعث شده است تا امکان انتقال اطلاعات بصورت بی‌سیم با سرعت‌های بالاتر از چند Gb/sec و با مدولاسیون‌های ساده در فرکانس‌های موج میلیمتری فراهم باشد. این مزایا باعث توجه روز افزون محققان به طراحی مدارات CMOS در این باند شده است تا بتوان فرستنده گیرنده‌های موج میلی-متری ارزان قیمت برای کاربردهایی چون WirelessHD، شبکه محلی (Local Area Network) بی‌سیم، رادار و یا تصویر برداری با دقت بالا، طراحی کرد.

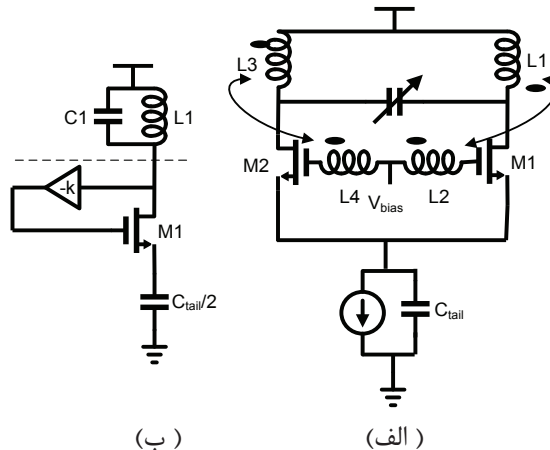
یکی از چالش‌های عمده در طراحی فرستنده-گیرنده‌های بی‌سیم در فرکانس‌های موج میلیمتری مدار نوسان ساز آنها می‌باشد. این نوسان ساز باید دارای نویز فاز کم باشد تا مشکلاتی نظیر تغییر دیاگرام خوش‌های فاز و یا کاهش سیگنال به نویز، روی ندهد. همچنین نوسان ساز باید بتواند در یک پهنای باند وسیع قابل تنظیم باشد.

برای کاهش نویز فاز میتوان دامنه خروجی نوسان ساز را زیاد کرد که لازمه این کار افزایش اندوکتانس رزوناتور می‌باشد. با افزایش اندوکتانس رزوناتور در یک فرکانس خاص باید مقدار ورکتور را کوچک انتخاب کرد و در نتیجه پهنای باند قابل تنظیم را محدود نمود. راه دیگر افزایش دامنه اسیلاتور، افزایش رسانایی هسته فعال Gm مدار می‌باشد. در فرکانس‌های پایین با افزایش عرض ترانزیستورهای هسته‌ی فعال میتوان Gm آنها را افزایش داد. لیکن در فرکانس‌های موج میلیمتری با توجه به اینکه مقدار خازن‌های رزوناتور قابل مقایسه با خازن‌های پارازیتی ترانزیستورها می‌باشد، افزایش سایز باعث محدود کردن پهنای باند قابل تنظیم می‌شود و همینطور در اثر قضیه میلر، این خازن‌ها باعث کاهش Gm مدار نیز می‌گردند [۱]. در نتیجه میتوان این انتظار را داشت که با افزایش سایز ترانزیستورها از نقطه‌ای به بعد نه تنها Gm افزایش پیدا نکند، بلکه کاهش پیدا کند.

وجود این مقدار رویارویی در طراحی باعث شده تا طراحان فن‌ها و طراحی‌های جدیدی برای شکستن این تقابل‌ها ارائه کنند. بعضی از مقالات ذکر کرده‌اند که با مقیاس کردن اسیلاتور طراحی شده خوب در فرکانس‌های پایین تر، می‌توان اسیلاتوری خوب در فرکانس‌های موج میلیمتری ایجاد کرد [۲]. اما همانطور که گفتیم و در ادامه نیز خواهد آمد ماهیت تلفات و نویز فاز در فرکانس‌های موج میلیمتری با فرکانس‌های پایین‌تر متفاوت می‌باشد. در نتیجه اسیلاتور طراحی شده به این شکل بهینه نیست. در بعضی از طراحی‌ها از اسیلاتور Push-Push استفاده می‌شود [۳]. در این اسیلاتورها هسته اصلی در

فرکانس پایین تر و در نتیجه با G_m بهتر نوسان میکند، ولی توان خروجی آنها پایین و تک سر هستند و یا در صورت دیفرانسیلی بودن تقارن خوبی بین خروجیهای آنها وجود ندارد. بنابراین این نوع از اسیلاتورها برای طراحی بصورت مدار مجتمع مناسب نیستند. در بعضی از مدارها برای افزایش G_m هسته اصلی، از ساختارهای خط انتقالی برای تبدیل ادمیتانس استفاده می شود [۴]. بکاربردن خط انتقال در مدارهای CMOS باعث اشغال مساحت زیادی در تراشه میشود و همچنین بدلیل وجود تلفات بالای زیرلایه CMOS و نیاز به جبران سازی آن، باعث افزایش توان نیز خواهد شد. میتوان از ساختارهای ترانسفورماتوری نیز برای افزایش G_m استفاده کرد [۵]، اما همانطور که نشان داده خواهد شد، وجود این ساختارها باعث می شوند تا اثر عناصر پارازیتی تشدید شود. بنابراین در آن ساختارها، بهره ی ولتاژ کمی از ترانسفورماتور می گیرند.

ما در اینجا با استفاده از ترانسفورماتور، اسیلاتوری ارائه خواهد شد که G_m آن بر حسب سایز ترانزیستورها و بهره فیدبک در نقطه ی بهینه قرار گرفته است. توپولوژی این مدار به شکلی است که نه تنها ترانسفورماتور باعث تشدید اثر عناصر پارازیتی نمی گردد، بلکه قسمتی از این عناصر پارازیتی را حذف میکند. در ادامه نشان داده خواهد شد که ماهیت نویز فاز در فرکانس های موج میلیمتری متفاوت با فرکانسهای پایین است و برطبق این موضوع طراحی اسیلاتور کم نویز تکمیل خواهد شد. شبیه سازی های ما با فناوری $0.18 \mu m$ - CMOS انجام می گیرد.



شکل ۱: الف) مدار یک اسیلاتور عمومی تحقق یافته با ترانسفورماتور (ب) نیم مدار اسیلاتور

طراحی اسیلاتور با Gm بهینه

همانطور که گفته شد، با افزایش سایز ترانزیستور در فرکانس‌های موج میلیمتری ممکن است که بجای افزایش Gm، شاهد کاهش آن باشیم. بنابراین در این قسمت با استفاده از تحلیل سیگنال بزرگ اثر افزایش سایز قطعه را بر روی Gm هسته اصلی نوسان ساز می‌بینیم و نقطه‌ای که در آن Gm برحسب سایز ترانزیستورها بهینه می‌گردد را بدست می‌آوریم. این تحلیل را همزمان برای ضریب فیدبک اسیلاتور نیز انجام می‌دهیم و اثر آن را نیز روی Gm اسیلاتور ملاحظه می‌کنیم.

ابتدا به مدار یک اسیلاتور عمومی که با استفاده از یک ترانسفورماتور تحقق یافته است (شکل ۱ الف)، توجه کنید. نیم مدار این اسیلاتور را میتوان بصورت شکل ۱ ب) الگوی کرد. با استفاده از الگوی ترانزیستور میتوان مقدار Gm هسته اسیلاتور را بصورت زیر نوشت:

$$Gm = g_{ds}(v) - g_m(v) \times k \quad (1)$$

که g_m و g_{ds} به ترتیب ترانسایمی و رسانایی درین - سورس ترانزیستور میباشد. چون این پارامترها سیگنال بزرگ هستند، باید به بایاس وابسته باشند. k ضریب فیدبک اسیلاتور است که آن را بهره‌ی ولتاژ ترانسفورماتور ایجاد می‌کند و برابر است با:

$$k = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2)$$

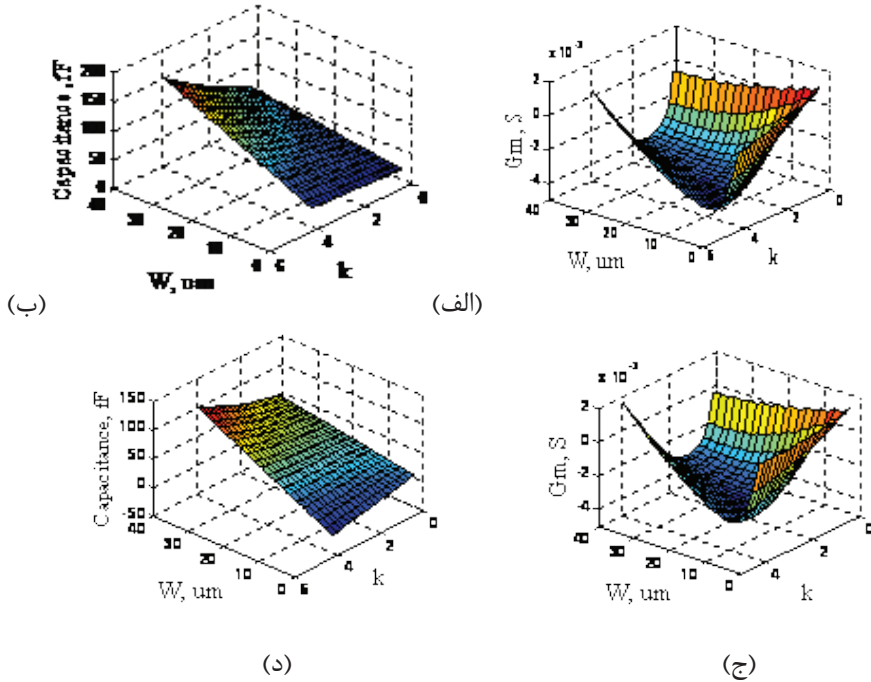
برای بدست آوردن Gm ابتدا باید g_m و g_{ds} سیگنال بزرگ را در نقطه بایاس بدست آورد. به همین منظور با استفاده از تابع توصیفی مقدار جریان خروجی نیم مدار شکل ۱ الف) را برحسب ولتاژهای ورودی آن بصورت زیر می‌نویسیم:

(۳)

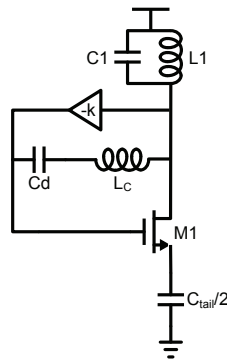
که φ اختلاف فاز جریان خروجی و ولتاژ v_{gs} است. چون هارمونیک بالاتر از هارمونیک اصلی خروجی در اسیلاتورها کمتر از 10% هارمونیک اول میباشد، استفاده از تابع توصیفی برای جریان خروجی دقیق میباشد. با ضرب طرفین رابطه (۳) در $\sin(\omega t)$ و $\sin(\omega t + \varphi)$ به ترتیب میتوان مقدار g_m و g_{ds} را بصورت زیر نوشت:

$$g_m = \frac{-1}{\pi \times v_g \times \sin(\varphi)} \int_0^{2\pi} i_d(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (۴)$$

$$g_\varphi = \frac{1}{\pi \times v_d \times \sin(\varphi)} \int_0^{2\pi} i_d(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) d(\omega t) \quad (۵)$$



شکل ۲: شبیه سازی نیم مدار سیگنال بزرگ برای الف) Gm یک اسیلاتور عمومی ب) خازن های پارازیتی اسیلاتور عمومی ج) Gm اسیلاتور با فن حذف خازن های پارازیتی د) خازن های پارازیتی اسیلاتور با فن حذف خازن های پارازیتی



شکل ۳: نیم مدار اسیلاتور با استفاده از فن حذف عناصر پارازیتی

جریان ترانزیستور را می‌توان به صورت زیر نشان داد:

$$I_D = K \left(\frac{W}{L} \right) \frac{(v_{GS} - V_T)^2}{1 + \theta(v_{GS} - V_T)} (1 + \lambda v_{DS}) \quad (۶)$$

که V_T ولتاژ آستانه، λ پارامتر مدولاسیون کانال، K ثابت وابسته به فناوری و θ پارامتری است که با کمک آن می‌توان کاهش موبیلیتی به دلیل میدان عمودی را الگوی کرد. با جایگذاری رابطه ۶ در معادلات ۴ و ۵ مقدار اولیه g_m و g_{ds} حاصل می‌گردد. بدلیل وابسته بودن مقدار φ به مقادیر g_m و g_{ds} سیگنال بزرگ، مقدار g_m و g_{ds} سیگنال بزرگ نهایی با چند بار درون‌یابی معادلات ۴ و ۵ حاصل می‌گردد. با قرار دادن این مقادیر در رابطه‌ی ۱، اندازه بیشینه G_m با جریان بایاس $2/2 \mu A$ و دامنه خروجی $0.7V$ ، در عرض ترانزیستوری $19 \mu m$ و بهره فیدبک ۲ بدست می‌آید. برای ارزیابی مقادیر بدست آمده از تحلیل، از شبیه‌سازی هارمونیک بالانس برای نیم مدار شکل ۱ (ب) استفاده کردیم. همانطور که از شکل ۲ (الف) مشخص است، اندازه‌ی بیشینه G_m در عرض ترانزیستوری $W \mu m$ و بهره فیدبک $2/5$ واقع شده است.

همانطور که گفته شد، خازنهای پارازیتی نیز یکی از چالشهای عمده اسیلاتورهای موج میلیمتری هستند. مقدار خازنهای پارازیتی دیده شده از درین نیم مدار شکل ۱ (ب) برابر است با:

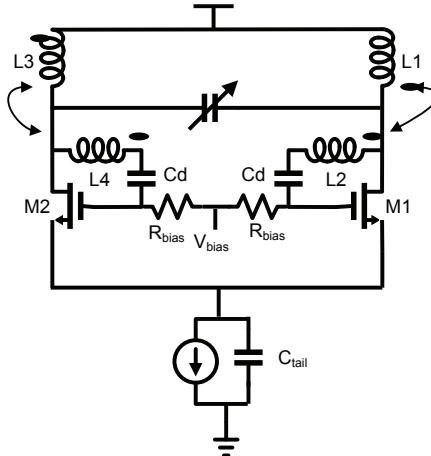
$$C = C_{ds} + C_{gd} \times (k+1) \quad (۷)$$

که C_{ds} و C_{gd} خازن‌های پیوند گیت-درین و درین-سورس ترانزیستور می‌باشند که مستقیماً با عرض ترانزیستور متناسب‌اند. همانطور که از رابطه‌ی ۷ مشخص است، و شبیه سازی هارمونیک بالانس از درین نیم مدار شکل ۱ (ب) نشان می‌دهد، مقدار این خازنها با افزایش سایز و بهره‌ی فیدبک افزایش می‌یابد شکل ۲ (ب). یکی از راه‌حلهایی که برای حذف خازن در فرکانسی معین پیشنهاد می‌گردد، استفاده از یک سلف اضافی، موازی آن خازن می‌باشد، به شکلی که آن دو باهم در فرکانس مورد نظر رزونانس کنند [۶]. اگر از این فن در مدار اسیلاتور خود استفاده کنیم، نیم مدار شکل ۳ بدست می‌آید. در این شکل خازن C_d ، خازن جدا کننده بایاس می‌باشد. بنابراین میتوان رابطه G_m و خازن پارازیتی دیده شده از درین نیم مدار شکل ۳ را بصورت زیر نوشت:

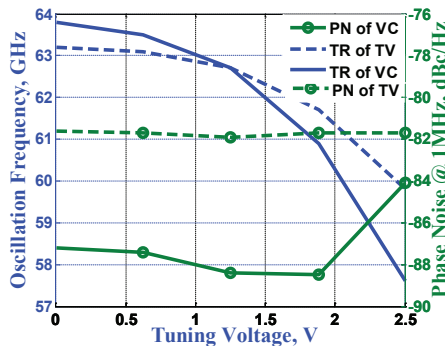
$$G_m \approx g_{ds}(v) - g_m(v) \times k + \frac{(k+1)}{L_C \omega Q_C} \quad (8)$$

$$C \approx C_{ds} + C_{gd} \times (k+1) - \frac{(k+1)}{L_C \times \omega^2} \quad (9)$$

که Q_C ضریب کیفیت سلف L_C می باشد. بنابراین اگر Q سلف استفاده شده بین گیت و درین ترانزیستور بزرگ باشد، بدون کاهش اندازه G_m میتوان مقدار زیادی از عناصر پارازیتی را حذف کرد. در شکل (۲ ج و د) شبیه سازی هارمونیک بالانس برای نیم مدار شکل ۳ به ازای $L_C=700$ pH و $Q_C=15$ آورده شده است. همانطور که از این اشکال مشخص است، با وجود این سلف، مقدار زیادی از خازن های پارازیتی حذف شده اند و G_m کاهش زیادی پیدا نکرده است.



شکل ۴: اسیلاتور پیشنهادی با فن حذف عناصر پارازیتی



شکل ۵: پهنای باند قابل تنظیم و نویز فاز اسیلاتور شکل ۴ که دارای فن حذف عناصر پارازیتی (VC) است و اسیلاتور عمومی (TV) شکل ۱ الف

وجود یک سلف اضافی در این مدار باعث می‌گردد تا سطح تراشه بزرگ تر و مراحل طراحی بیشتر شود. برای اجتناب از این موضوع، ما سلف L2 را در شکل ۱ (الف) بین گیت و درین ترانزیستور گذاشتیم تا هم بهره لازم برای نوسانات ایجاد گردد و هم مقداری از عناصر پارازیتی که با سلف L2 در فرکانس مطلوب رزونانس می‌کنند، حذف گردند. به این صورت به اسیلاتور شکل ۴ خواهیم رسید. فرکانس رزونانس این اسیلاتور و اسیلاتور شکل ۱ (الف) به ترتیب برابرند با:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L1 \times (C_{ds} + C_{gs}) + (C_{gd} + C_{gs}) \times k^2 - 2C_{gs} \times k}} \quad (10)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L1 \times (C_{ds} + C_{gs}) + (C_{gd} + C_{gs}) \times k^2 + 2C_{gd} \times k}} \quad (11)$$

همانطور که از روابط ۱۰ و ۱۱ مشخص است، می‌توان در اسیلاتور ارائه شده در شکل ۴ برای یک فرکانس دلخواه نوسان، از سلف بسیار بزرگتری نسبت به اسیلاتور عمومی شکل ۱ (الف) استفاده کرد، بنابراین این اسیلاتور دارای دامنه بیشتر و نویز فاز کمتر خواهد بود. این دو اسیلاتور را برای یک باند با سایز ترانزیستورها و ضریب فیدبک بدست آمده در قسمت قبل، ورکتور و بایاس یکسان شبیه سازی کردیم. در شکل ۵ فرکانس خروجی و نویز فاز در افس 1 MHz برای دو اسیلاتور نشان داده شده است. همینطور که مشخص است، اسیلاتور شکل ۴ دارای ۷۰٪ پهنای باند قابل تنظیم بیشتر و 5 dB نویز فاز کمتر در افس 1 MHz نسبت به اسیلاتور شکل ۱ (الف) است.

خطی کردن اسیلاتور موج میلیمتری

بر اساس نظریه کلاسیک الگوی نویز RF متعلق به Van Der Ziel [۷] نویز سفید ترانزیستور شامل دو نویز درین i_{nd} و گیت i_{ng} خواهد بود که عبارت اند از:

$$\frac{i_{nd}^2}{\Delta f} = 4k_B T (\gamma / \alpha) g_m, \quad \alpha = \frac{g_m}{g_{d0}} \quad (12)$$

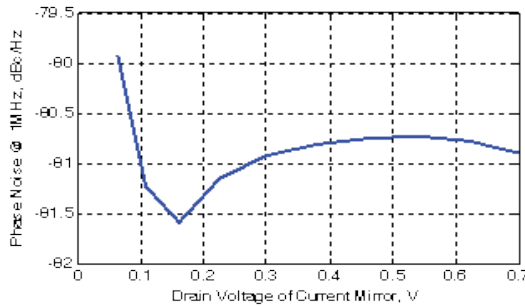
$$\frac{i_{ng}^2}{\Delta f} = 4k_B T \delta g_g, \quad g_g = \frac{\alpha \omega^2 C_{gs}^2}{5g_m} \quad (13)$$

که γ و δ ثابتهای وابسته به فناوری، T دما برحسب کلوین، k_B ثابت بولتزمن، و g_{d0} رسانایی ترانزیستور با ولتاژ درین-سورس صفر ولت، میباشد. از طرف دیگر میدانیم فرکانس گذر ترانزیستور برابر است با:

$$\omega_T = \frac{C_{gs}}{g_m} \quad (14)$$

پس با استفاده از رابطه ۱۴ و با توجه به اینکه در فناوری ما δ در حدود دو برابر γ میباشد، نویز گیت را میتوانیم بصورت زیر بنویسیم:

$$\frac{i_{ng}^{-2}}{\Delta f} \approx 4k_B T \gamma g_m \frac{2\omega^2}{5\omega_T^2} \quad (15)$$



شکل ۶: تغییرات نویز فاز خروجی اسیلاتور برحسب تغییرات ولتاژ درین منبع جریان

چون فرکانس نوسانات در اینجا نزدیک فرکانس گذر میباشد، بنابراین اثر نویز گیت برعکس فرکانسهای پایین که معمولاً در نظر گرفته نمیشود، مهم میگردد. از طرف دیگر اگر نویز را بصورت یک خطا $e(t)$ فرض کنیم، این نویز میتواند با تابع تبدیل Γ در خروجی اسیلاتور باعث تغییرات فاز شود، بصورتی که:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \Gamma(\omega_0 t + \theta(t))e(t) \quad (16)$$

این تابع برای اولین بار در [۸] تعریف و ISF نام گذاری شد. با انتگرال گیری از دو طرف رابطه ۱۶، خواهیم داشت:

$$\theta(t) = \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0 \tau) e(\tau) d\tau \quad (17)$$

جملات سری فوریه ISF بصورت زیر خواهد بود:

$$\Gamma(\omega_0\tau) = \frac{c_0}{2} + \Re \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{jn\tau} \right\} \quad (18)$$

پس با قرار دادن رابطه ی ۱۸ در ۱۷ داریم:

$$\theta(t) = \frac{c_0}{2} \int_{-\infty}^t e(\tau) d\tau + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \int_{-\infty}^t e(\tau) e^{jn\tau} d\tau \quad (19)$$

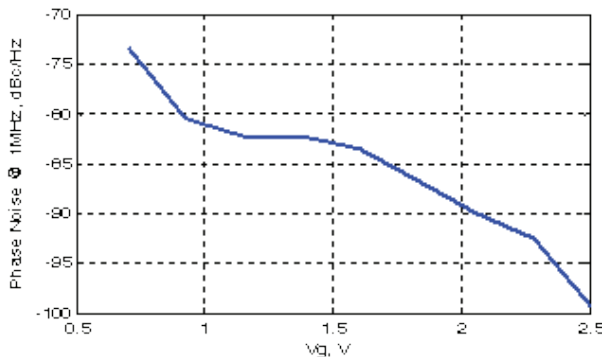
اگر سیگنال یا نویز تزریق شده به سامانه، اجزایی با فرکانسی نزدیک به ضریبی از فرکانس حامل را داشته باشد، یعنی

$$e(t) = e_m e^{j(m\omega_0 + \Delta\omega)t} \quad (20)$$

و بدلیل اینکه $\Delta\omega \ll \omega$ ، جمله دوم معادله انتگرالی رابطه ۱۹ برای $n \neq m$ را میتوان صرف نظر کرد.

پس فاز اضافه شده به صورت زیر خواهد بود:

$$\theta(t) \approx \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e_m c_m e^{j(\Delta\omega)t}}{\Delta\omega} \quad (21)$$



شکل ۷: تاثیر ولتاژ گیت اسیلاتور بر روی نویز فاز خروجی

این عبارت نشان میدهد که اگر نویز فیلتر نشده باشد، و مولفه‌های آن در اطراف همه فرکانس‌ها مهم باشد، باید تمامی ضرایب سری فوریه ISF موجود را در نظر گرفت. ولی اگر نویز در هارمونیک خاصی باشد، مثلاً هارمونیک اول، فقط لازم است که هارمونیک اول ISF بدست آید. همانطور که از شکل ۱ الف) یا شکل ۴ مشخص است، نویز درین بدلیل وارد شدن در رزوناتور فیلتر می‌گردد و فقط این نویز در اطراف هارمونیک اول مهم میگردد. در عوض نویز گیت در اطراف تمامی هارمونیک‌های با اهمیت می‌شود و با توجه به اینکه مقدار نویز گیت قابل مقایسه با نویز درین است، نویز گیت در

اسیلاتور موج میلیمتری از اهمیت خاصی برخوردار می‌گردد. برای کاهش این نویز مسلماً باید محتوای هارمونیک‌های اسیلاتور کاهش پیدا کند تا نویز گیت کمتری در خروجی اسیلاتور ظاهر شود و این امر مستلزم خطی کردن هسته و منبع جریان اسیلاتور می‌باشد.

نویز دیگر دارای اهمیت، نویز فلیکر است. این نویز در اطراف DC وجود دارد و با توجه به رابطه ۲۰ در مقدار DC تابع ISF ضرب و روی هارمونیک اصلی می‌آید. همچنین این نویز چون دارای فرکانس پایین و اندازه‌ی بزرگی است، بصورت نویز دامنه نیز در خروجی ظاهر می‌گردد، ولی میتواند باعث مدوله کردن خازن‌های پیوند ترانزیستورها که به ولتاژ وابسته هستند، شود.

از طرف دیگر می‌دانیم که مقدار خازن رزوناتور در اسیلاتورهای موج میلیمتری قابل مقایسه با مقدار خازنهای پیوند ترانزیستورها می‌باشد. بنابراین اگر اسیلاتور غیر خطی باشد، نویز دامنه مدار باعث تغییر مقدار موثر ظرفیت این خازنها می‌گردد و در نتیجه فاز نوسانات تغییر می‌کند و نویز فاز زیاد می‌گردد. پس برای کاهش اثر نویز دامنه روی نویز فاز، باید اسیلاتور را خطی کرد.

برای اثبات این ادعا از خطی کردن منبع جریان شروع میکنیم. در شکل ۶ نویز فاز اسیلاتور عمومی (شکل ۱ الف) برحسب ولتاژ درین منبع جریان آن نشان داده شده است. این ولتاژ با استفاده از V_{bias} گیت که در شکل ۱ الف) مشخص است، کنترل می‌شود. همانطور که مشاهده می‌کنید تا زمانی که ترانزیستور در ناحیه‌ی خطی است، با افزایش ولتاژ درین و در نتیجه با افزایش جریان اسیلاتور، نویز فاز آن کاهش می‌یابد ولی به محض وارد شدن ترانزیستور در ناحیه اشباع نویز فاز زیاد می‌گردد.

برای بررسی بیشتر این رویکرد، به جای منبع جریان ترانزیستوری، از یک مقاومت استفاده کردیم. به ازای جریان‌های برابر، اسیلاتوری که دارای منبع جریان مقاومتی است، نویز فاش در حدود $1/5$ dB کمتر از اسیلاتوری است که از منبع جریان ترانزیستوری استفاده می‌کند.

حال می‌توان اثر خطی کردن هسته اصلی را بر روی نویز فاز مشاهده کرد. برای این کار در حالی که از یک منبع جریان مقاومتی استفاده می‌کنیم، V_{bias} گیت را افزایش میدهیم تا ولتاژ گیت-درین اسیلاتور کاهش یابد و در نتیجه هسته اسیلاتور خطی‌تر شود. همانطور که از شکل ۷ مشخص است، با افزایش ولتاژ گیت، نویز فاز کاهش می‌یابد. البته همراه با این کار، جریان نیز افزایش می‌یابد، ولی با دو برابر شدن مقدار جریان، بجای 3 dB کاهش در نویز فاز، 6 dB کاهش را در آن می‌بینیم.

این رویکرد ارائه شده، دقیقاً برخلاف رویکرد طراحی در فرکانس‌های پایین‌تر از 10 GHz می‌باشد.

برای مثال در [۹] (که یکی از معتبرترین مقالات نویز فاز در فرکانس‌های پایین است) توصیه شده که منبع جریان و هسته اصلی کاملاً غیر خطی باشند و V_{bias} گیت تا جای ممکن کوچک گردد. این رویکرد طراحی در فرکانس پایین به این دلیل صحیح است که در آنجا برخلاف فرکانس‌های موج میلیمتری نویز گیت در مقابل نویز درین، و خازن‌های پیوند ترانزیستورها در مقابل خازن رزوناتور، بسیار کوچک می‌باشند.

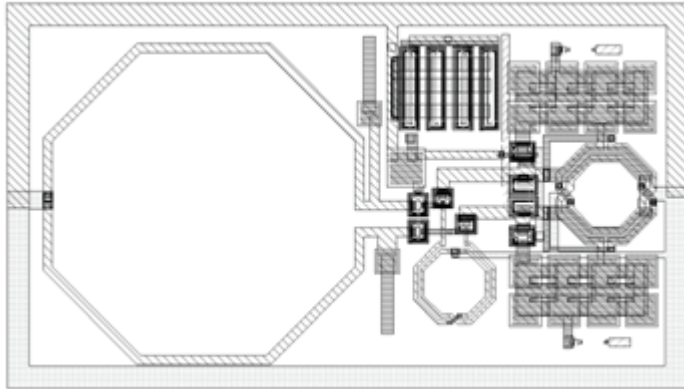
نتایج شبیه سازی

ترانسفورماتور اسیلاتور ارائه شده در شکل ۴ با نرم افزار Agilent Momentum شبیه سازی و طراحی شده است. L_1 ، L_2 و ضریب کوپلینگ آن در باند فرکانسی موج میلیمتری به ترتیب: ۷۵pH، ۲۰۰pH و ۰/۷۵ بدست آمدند. مقدار Q_1 و Q_2 نیز برای ترانسفورماتور طراحی شده به ترتیب در این باند بزرگتر از ۱۹ و ۳۰ محاسبه شدند. برای بافر کردن سیگنال نیز از مدار ارائه شده در [۱۰] استفاده شده است.

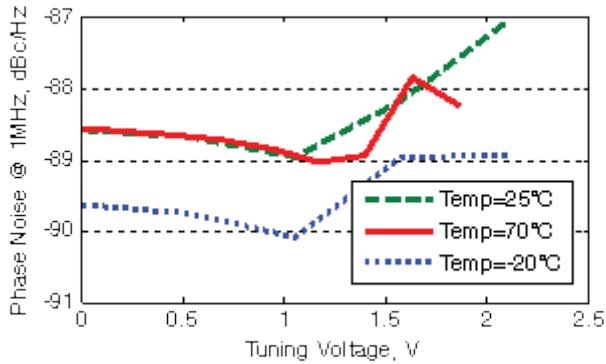
در شکل ۸ لی‌اوت کلی اسیلاتور ارائه شده در شکل ۴ که با یک فناوری CMOS-0/18 μm طراحی شده همراه با بافرهای آن، نمایش داده شده است. مساحت کل این چیپ $650 \times 400 \mu\text{m}^2$ می باشد. در این اسیلاتور ملاحظات مربوط به طراحی اسیلاتور موج میلیمتری که در قسمت قبل ارائه شد، رعایت گشته است. ما از یک منبع جریان خطی استفاده کرده‌ایم و ولتاژ گیت ترانزیستور را تاحدی بالا بردیم که در عین حالی که هسته اصلی خطی باشد، دامنه خروجی افت زیادی نداشته باشد.

در کارهای معتبر در زمینه الگوی سازی برای مدارهای موج میلیمتری مانند [۱۱] نشان داده شده است که اگر عناصر پارازیتی با شبیه سازی‌های میدانی بدست آورده شوند، مقادیر شبیه سازی تفاوت چندانی با نتایج ساخت نخواهند داشت. بنابراین تمام عناصر پارازیتی این لی‌اوت را با شبیه سازی‌های میدانی توسط نرم افزار Agilent Momentum بدست آوردیم. بعد از استخراج تمامی عناصر پارازیتی لی‌اوت شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند که، توان مصرفی هسته این اسیلاتور در کل باند ۵/۸ mW و بافرهای آن ۳۵ mW است. پهنای قابل تنظیم این اسیلاتور ۱/۹GHz حول فرکانس مرکزی ۵/۵GHz و نویز فاز آن در آفست ۱ MHz، ۸۹ dBc/Hz - می‌باشد. همینطور توان خروجی این اسیلاتور روی یک مقاومت ۵۰ Ω ، ۱۰/۵ dBm - است. در جدول ۱ خلاصه عملکرد این اسیلاتور آورده شده و با نوسان سازهای مشابه مقایسه گشته است.

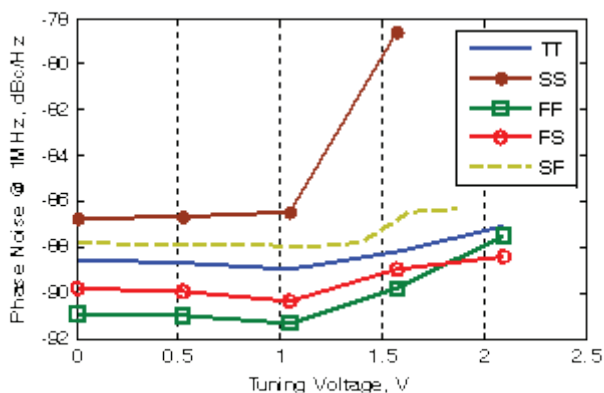
در شکل ۹ (الف تا ج) شبیه سازیهای دمایی، گوشه‌های فتاوری و مونت-کارلو برای نویز فاز نوسان ساز آورده شده است. همین‌طور که از این اشکال مشخص می‌باشد، این نوسان ساز نسبت به تغییرات فتاوری و دمایی نیز پایداری است.



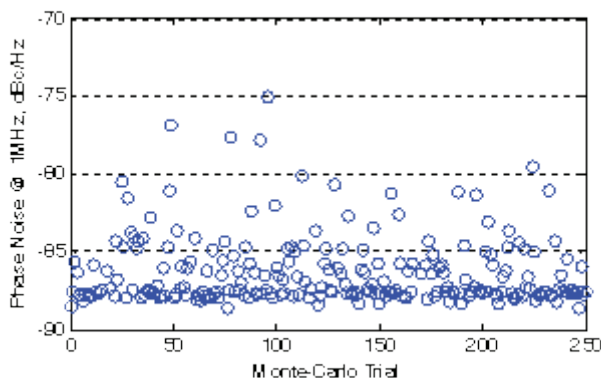
شکل ۸: لی‌اوت اسیلاتور ارائه شده در شکل ۴ همراه با طبقه بافر



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۹: تغییرات نویز فاز الف) در دماهای مختلف ب) در گوشه‌های متفاوت تکنولوژی ج) با شبیه سازی مونت-کارلو

نتیجه گیری

در این مقاله نشان دادیم که بهره فعال اسیلاتور موج میلیمتری در نقطه‌ای برحسب‌سایز و بهره‌ی فیدبک دارای مقدار بهینه می‌باشد. همچنین توپولوژی ارائه شد که در آن ترانسفورماتور خود اسیلاتور، قسمتی از خازن‌های پارازیتی اسیلاتور را حذف می‌کند. نشان دادیم که ماهیت نویز فاز در فرکانس-های موج میلیمتری متفاوت با منشا نویز فاز در فرکانسهای پایین می‌باشد. با استفاده از این قضا یا اسیلاتوری با فناوری CMOS-0/18 μm طراحی کردیم که دارای پهنای باند قابل تنظیم 1/9GHz در اطراف فرکانس 57GHz و نویز فاز -89 dBc/Hz در آفست 1 MHz می‌باشد.

جدول ۱: خلاصه عملکرد اسیلاتور ارائه شده و مقایسه با کارهای مشابه

این کار	¹ [4]	² [3]	¹ [12]	
0/18 CMOS	0/18 CMOS	0/18 CMOS	0/18 CMOS	تکنولوژی، μm
43	99	27/5	41	توان کل، mW
0/26	0/67	0/21	0/8	مساحت کل، mm^2
56/5	63	69	53	فرکانس، GHz
-89	-89	-76	-86	نویز فاز، 1MHz @ dBc/Hz
1/9	0/67	5/2	0/1	پهنای باند، GHz
-10/5	-15	-18/5	-8	توان خروجی، dBm
-167/5	-165	-158	-164	dBc/Hz، FoM

۱- اسیلاتورهای طراحی شده با رزوناتورها خط انتقالی

۲- اسیلاتور Push-Push

مراجع

- 1.C. Ying, K. Mouthaan, and L. Fujiang, "Design of X-Band and Ka-Band Colpitts Oscillators Using a Parasitic Cancellation Technique," Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol. 57, pp. 1817-1828, 2010.
- 2.K. W. Tang, S. Leung, N. Tieu, P. Schvan, and S. P. Voinigescu, "Frequency Scaling and Topology Comparison of Millimeter-wave CMOS VCOs," in Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2006. CSIC 2006. IEEE, pp. 55-58, 2006.
- 3.C. Hsien-Chin and K. Chih-Pin, "A Wide Tuning Range 69 GHz Push-Push VCO Using $0.18\mu\text{m}$ CMOS Technology," Microwave and Wireless Components

Letters, IEEE, vol. 20, pp. 97-99, 2010.

4.H. Hsieh-Hung and L. Liang-Hung, "A V-Band CMOS VCO With an Admittance-Transforming Cross-Coupled Pair," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 44, pp. 1689-1696, 2009.

5.B. Razavi, "A 300-GHz Fundamental Oscillator in 65-nm CMOS Technology," in *VLSI Circuits (VLSIC)*, 2010 IEEE Symposium on, pp. 113-114, 2010.

6.B. Razavi, *RF Microelectronic circuits*: Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, 1999.

7.A. V. D. Ziel, *Noise In Solid State Devices Circuits*: Wiley, New York, 1986.

8.A.Hajimiri and T. H. Lee, "A general Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 33, pp. 179-194, 1998.

9.A. Mazzanti and P. Andreani, "Class-C Harmonic CMOS VCOs, With a General Result on Phase Noise," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 43, pp. 2716-2729, 2008.

10.C. Changhua and K. K. O, "Millimeter-wave Voltage-controlled Oscillators in 0.13- μm CMOS Technology," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 41, pp. 1297-1304, 2006.

11.L. ChuanKang and B. Razavi, "Systematic Transistor and Inductor Modeling for Millimeter-Wave Design," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 44, pp. 450-457, 2009.

12.H. Shigematsu, T. Hirose, F. Brewer, and M. Rodwell, "Millimeter-wave CMOS Circuit Design," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 472-477, 2005.