

بررسی عملکرد نویز فاز نوسانگرهای مجتمع کنترل شده با ولتاژ و القاگر فعال با تکنولوژی $0.18\mu\text{mCMOS}$

نجمه چراغی شیرازی^۱، روزبه حمزه ئیان^۲

^۱ باشگاه پژوهشگران جوان دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر nch_shirazi@yahoo.com

^۲ دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر r_hamzehyan@yahoo.com

چکیده – یک اسیلاتور کنترل شده با ولتاژ CMOS با محدوده تنظیم گسترده مناسب برای کار در فرکانس‌های رادیویی طراحی می‌شود. مزیت اصلی این ساختار استفاده از القاگر فعال می‌باشد. از اینرو به صورت قابل توجهی سطح تراشه‌ای کاهش می‌یابد. از القاگر فعال و خازن ورکتور موجود در مدار VCO پیشنهادی برای تنظیمات فرکانس استفاده می‌شود. نتایج اندازه گیری‌ها با استفاده از پروسه $0.18\mu\text{mCMOS}$ ، نویز فاز - 79.85dBc و نویز دامنه -126.9dBm در آفست 1MHz را نشان می‌دهد. همچنین با استفاده از پارامتر S مقدار فرکانس مرکزی برای این مدار 3GHz بدست می‌آید.

کلید واژه- القاگر فعال، ورکتور، محدوده تنظیم فرکانس، نوسانگرهای کنترل شده با ولتاژ، نویز فاز.

۱- مقدمه

تنظیم گسترده با القاگرهای فعال پیشنهاد می‌شود. VCO پیشنهادی با استفاده از تکنولوژی $0.18\mu\text{m}$ ترانزیستورهای CMOS طراحی می‌شود که برای مجتمع سازی سیستم در طراحی فرستنده گیرنده مطلوب می‌باشد.

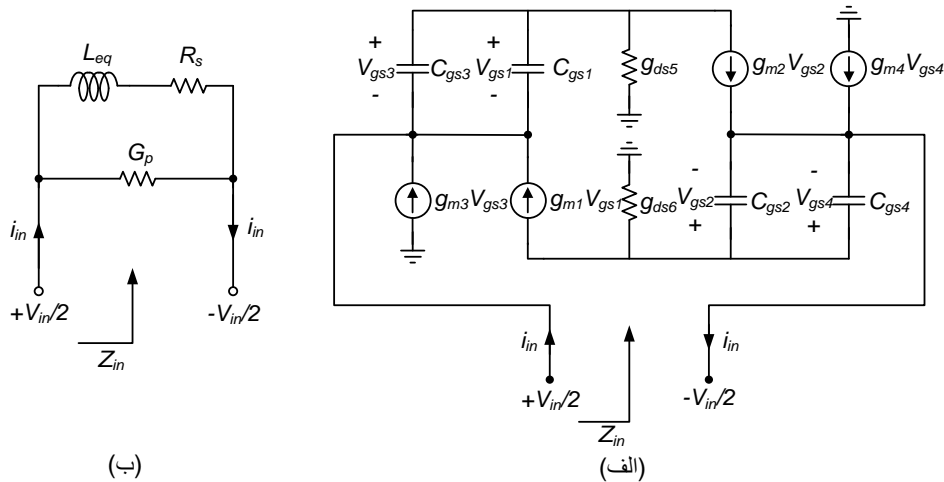
اسیلاتور کنترل شده با ولتاژ (VCO) یکی از مهم ترین بلاک ها در سیستم های ارتباطی RF می باشد. هنوز هم رقابت برای بدست آوردن یک بازده خوب با نویز فاز حداقل، توان مصرفی کم و محدوده فرکانسی گسترده وجود دارد و مصالحه ای بین این نیازمندیها برقرار است. به دلیل بازده بالای نویز فاز، VCO های تانک LC با القاگرهای غیر فعال و ورکتورها به گستردگی در فرکانس های رادیویی به کار برده می شوند. در عمل محدوده تنظیم این نوع VCO ها پایین است و آن ها را برای کاربردهای باند گسترده نامطلوب می سازد. تکنیک های متعددی برای افزایش محدوده تنظیم VCO تانک LC با خازن های سوئیچ شده [۱و۲] و القاگر های سوئیچ شده [۳و۴] پیشنهاد شده است. با استفاده از این تکنیک ها محدوده تنظیم فرکانس گسترده را می توان بدست آورد اما مدار از افزایش قابل توجهی در سطح تراشه و پیچیدگی مکانیزم کنترل زیان می بیند.

۲- ساختار مدار پیشنهادی

مدار VCO پیشنهادی در شکل ۱ نشان داده شده است که در آن تانک LC از یک القاگر فعال قابل تنظیم و یک ورکتور برای کنترل فرکانس تشکیل شده است. از القاگر فعال به عنوان مکانیزمی برای تنظیمات گسترده فرکانس و از ورکتور برای تنظیمات ریز فرکانس استفاده می‌شود. القاگر فعال قابل تنظیم شامل ترانزیستورهای M_1-M_6 می‌باشد. ساختار مداری دو دهانه- ای عملکرد تمام دیفرانسیلی VCO را نتیجه می‌دهد. اندوکتانس معادل القاگر فعال توسط V_{ctrl1} کنترل می‌شود.

از ادوات MOS در حالت انبارش می‌توان به عنوان ورکتور استفاده کرد. همانطور که در شکل ۱ نشان داده شده است مقدار خازن موثر با V_{ctrl2} کنترل می‌شود.

برای غلبه بر این محدودیت‌ها، تنظیم فرکانس با استفاده از القاگرهای فعال انجام می‌پذیرد [۵]. در این مقاله یک ساختار مداری جدید برای بهبود بیشتر عملکرد VCO های با محدوده



شکل ۲: الف) مدار معادل سیگنال کوچک القاگر فعال، ب) مدار ساده شده القاگر فعال.

استفاده می‌کنند. بنابراین اندازه M_8 و M_7 را می‌توان توسط القاگر فعال تعیین کرد.

۳-۳- محدوده تنظیم فرکانس

در طراحی VCO تنظیم فرکانس گسترده توسط القاگر فعال قابل تنظیم به دست می‌آید در حالی که تنظیمات ریز توسط ورکتور فراهم می‌شود. همان‌طور که از رابطه (۲) مشخص است، اندوکتانس معادل به شدت توسط رسانایی درین g_{ds5} تحت تاثیر قرار می‌گیرد. هنگامی که ولتاژ کنترل شده V_{ctrl1} از سطح ولتاژ کم شروع به زیاد شدن می‌کند، ترانزیستورها M_5 و M_6 از ناحیه تریود به ناحیه اشباع می‌روند که منجر به کاهش مقادیر g_{ds5} و g_{ds6} می‌شود. در نتیجه اندوکتانس معادل القاگر فعال افزایش و فرکانس خروجی VCO کاهش می‌یابد. با یک مکانیزم کنترلی ساده می‌توان یک محدوده تنظیم خیلی گسترده را برای طراحی VCO به دست آورد.

محدوده تنظیمات ریز VCO تنها توسط ورکتور تعیین می‌شود. با افزایش اندازه ورکتور یک محدوده تنظیم ریز گسترده را می‌توان به قیمت بیشینه فرکانس نوسان به دست آورد.

۳-۴- نویز فاز

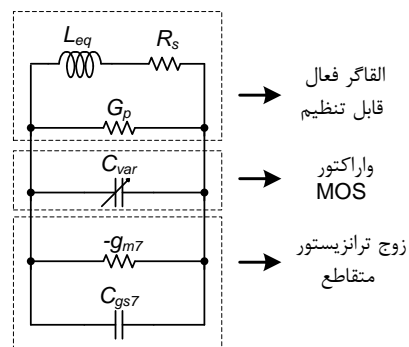
به منظور نمایش آنالیز نویز مدار VCO، یک مدل مدار ساده شده (شکل ۴) به کار گرفته می‌شود. در این مدل مولفه‌های واکنشی بدون نویز می‌باشند و منابع نویز معادل $i_{n,tank}^2$ و $i_{n,ccp}^2$ به ترتیب بیانگر توزیع نویز از تانک LC و زوج ترانزیستور متقاطع می‌باشد.

در نتیجه ضریب Q القاگر فعال را می‌توان در فرکانس‌های مورد نظر با انتخاب مناسب پارامترهای مداری ترانزیستورهای $M_1 - M_6$ بهینه کرد.

۳-۲- شرط شروع نوسان

با در نظر گرفتن مدل سیگنال کوچک القاگر فعال قابل تنظیم (شکل ۲ ب)، مدار معادل ساده شده VCO در شکل ۳ نشان داده می‌شود. برای اطمینان از شروع نوسان، رسانایی منفی زوج ترانزیستور متقاطع M_7 و M_8 ، باید برای جبران اتلاف تانک که بر رسانایی معادل G_p اثر می‌گذارد به قدر کافی بزرگ باشد. برای طراحی VCO، رسانایی منفی را سه برابر بزرگتر از مقدار مورد نیاز انتخاب می‌کنند.

$$g_{m7} \approx 3G_p = \frac{3}{2} g_{ds5} \quad (8)$$



شکل ۳: مدل سیگنال کوچک ساده شده برای VCO با محدوده تنظیم گسترده.

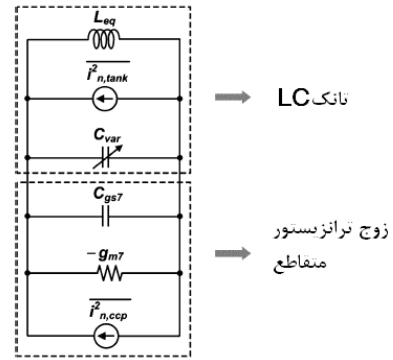
بر اساس ساختار مدار شکل ۲، القاگر فعال و زوج ترانزیستور متقاطع از جریان بایاس مشابهی به صورت مشترک

به جز القاگر فعال قابل تنظیم، دو ترانزیستور $M_7 - M_8$ که به طور متقاطع تزویج شده‌اند نیز بر نویز فاز VCO تاثیر می‌گذارند. در نتیجه جریان نویز معادل به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$\overline{i_{n,ccp}^2} \approx \overline{i_{n,M7}^2} + \overline{i_{n,M8}^2} \quad (12)$$

با جمع شدن نتایج روابط (10) و (12)، جریان نویز کلی تزریق شده در گره‌های خروجی دیفرانسیلی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_{n,tank}^2} + \overline{i_{n,ccp}^2} \quad (13)$$



شکل 4: مدل نویز برای VCO با محدوده تنظیم گسترده

آنالیز را با محاسبه جریان نویز در القاگر فعال در دهانه زوج ترانزیستور دیفرانسیلی آغاز می‌کنیم. شکل 5 مدار معادل سیگنال کوچک القاگر فعال با منابع نویز مجزا از ترانزیستورهای $M_1 - M_6$ را نشان می‌دهد.

جریان نویز یک MOSFET توسط نویز القا شده کانال و نویز القا شده گیت مدل می‌شوند.

$$\overline{i_{n,M}^2} = 4KT \gamma g_{ds} + 4KT \delta g_m \quad (9)$$

که در آن g_m و g_{ds} به ترتیب رسانایی و ضریب هدایت متقابل خروجی است، K ثابت وابسته به پروسه، و $\gamma \approx 2$ و $\delta \approx 4$ برای قطعات کانال کوتاه می‌باشند. جریان نویز مربوط به ورودی تانک LC را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\overline{i_{n,tank}^2} \approx A \cdot \frac{\overline{i_{n,M1}^2}}{\Delta f} + B \cdot \frac{\overline{i_{n,M2}^2}}{\Delta f} + C \cdot \frac{\overline{i_{n,M6}^2}}{\Delta f} + D \cdot \frac{\overline{i_{n,M6}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{n,M3}^2}}{\Delta f} \quad (10)$$

که در آن:

$$A = \left| \frac{g_{m1}(g_{m1} + g_{m3} + j\omega C_{gs1} + j\omega C_{gs3})}{g_{m1}^2 - (g_{ds5} + j\omega C_{gs1} + j\omega C_{gs3})^2} - 1 \right|^2$$

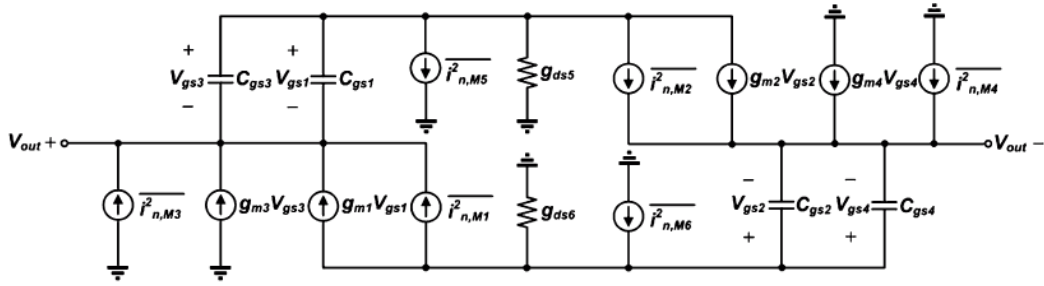
$$B = C = \left| \frac{(g_{ds5} + j\omega C_{gs1} + j\omega C_{gs3})}{g_{m1}^2 - (g_{ds5} + j\omega C_{gs1} + j\omega C_{gs3})^2} \right|^2 \quad (11)$$

$$D = \left| \frac{g_{m1}(g_{m1} + g_{m3} + j\omega C_{gs1} + j\omega C_{gs3})}{g_{m1}^2 - (g_{ds5} + j\omega C_{gs1} + j\omega C_{gs3})^2} \right|^2$$

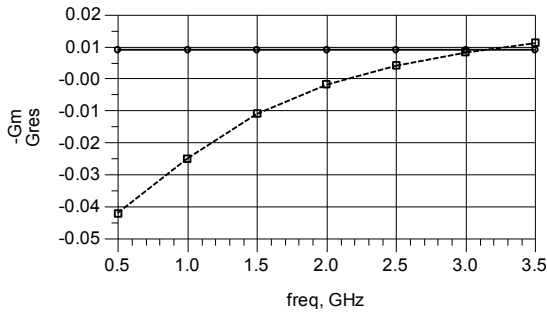
4- طراحی مدار

برای اثبات مشخصات باند گسترده مدار پیشنهادی، یک نمونه کامل VCO در تکنولوژی CMOS با استاندارد $0.18\mu m$ به کار گرفته می‌شود. ابتدا خازن ورکتور مورد بررسی قرار می‌گیرد. سپس طراحی بر روی پارامترهای مداری برای القاگر فعال قابل تنظیم انجام می‌شود، که در روابط (2) و (4) به آن اشاره شد. برای داشتن حداقل اندوکتانس در بالاترین فرکانس عملیاتی، ولتاژ V_{ctrl1} باید در پایین‌ترین مقدار تنظیم شود. همچنین برای به دست آوردن ضریب هدایت متقابل بزرگ با حداقل خازن‌های گیت، باید ترانزیستورهای $M_1 - M_4$ در یک ولتاژ فوق تحریک ($V_{GS} - V_T$) بالا بایاس شوند. اندازه ترانزیستورهای M_7 و M_8 توسط رابطه (8) برای اطمینان از نوسان در بالاترین فرکانس عملیاتی تعیین می‌شود. همان‌طور که V_{ctrl1} افزایش می‌یابد، اندوکتانس معادل افزایش و فرکانس عملیاتی VCO کاهش می‌یابد. از آن جا که جریان بایاس زوج ترانزیستور متقاطع در طول تنظیم فرکانس کاهش می‌یابد، پایین‌ترین فرکانس عملیاتی زمانی حاصل می‌شود که رسانایی منفی برای جبران اتلاف تانک کم باشد. بعد از طراحی القاگر فعال قابل تنظیم، یک ورکتور با ماکزیمم ظرفیت $3pF$ برای به دست آوردن فرکانس تشدید و بهره VCO انتخاب می‌شود.

در طراحی یک VCO با باند گسترده با القاگر های فعال قابل تنظیم، نویز فاز یکی از موارد قابل توجه می‌باشد. نویز فاز را می‌توان با افزایش طول کانال ترانزیستورها بهبود بخشید. با این- حال خازن پارازیتی اضافی، محدوده تنظیم فرکانس و بالاترین فرکانس عملیاتی را کاهش می‌دهد. بنابراین در این طراحی، ترانزیستورهای MOS با مینیمم طول کانال، برای نشان دادن محدوده تنظیم بهینه برای کاربردهای بی‌سیم چند استاندارد

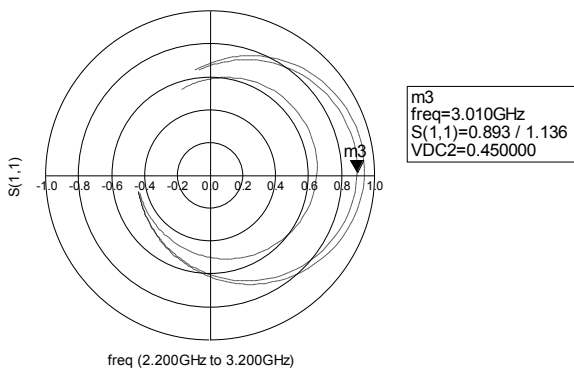


شکل ۵: الف) مدار معادل سیگنال کوچک القاگر فعال با منابع جریان نویز.



شکل ۷: مقایسه رسانایی مدار فعال و مدار تشدید.

برای بدست آوردن فرکانس مرکزی مدار VCO از پارامترهای S استفاده می کنیم. برای این کار منحنی دامنه و فاز پارامتر S_{11} (ضریب انعکاس خودی دهانه ورودی) را بر حسب فرکانس ترسیم می کنیم. مقدار فرکانس مرکزی در جایی است که مقدار دامنه ماکزیمم و مقدار فاز صفر شود. این بدین معنی است که فرکانس 3GHz در مدار VCO دارای کمترین دامنه تضعیف نسبت به بقیه فرکانس ها می باشد و این فرکانس مرکزی VCO خواهد بود. منحنی S_{11} در شکل ۸ و نمودار دامنه و فاز S_{11} به ترتیب در شکل های ۹ و ۱۰ نشان داده شده است.

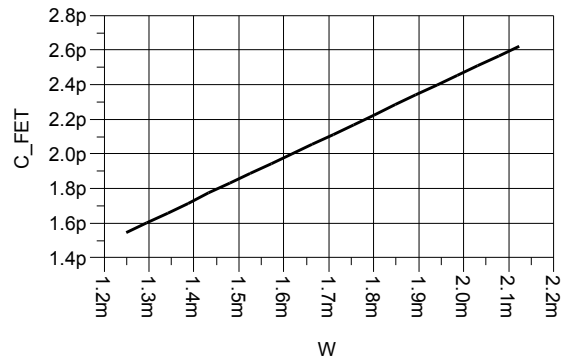


شکل ۸: منحنی S_{11} برای محاسبه فرکانس مرکزی

به کار برده می شوند.

۵- شبیه سازی

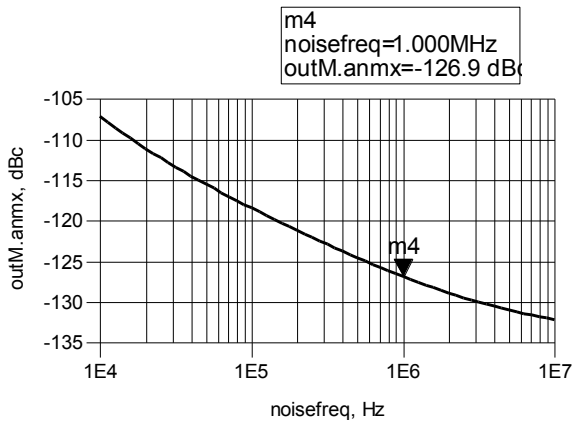
از ترانزیستور MOS به عنوان یک خازن متغیر با ولتاژ استفاده می شود. ترانزیستور MOS در زمانی که درین، سورس و بدنه به یکدیگر متصل باشند مانند یک عنصر دو سر (خازن) با ظرفیت C عمل می کند. همان طور که در شکل ۶ نشان داده شده است، با تغییر طول و عرض ترانزیستور می توان مقدار ظرفیت خازن را تغییر داد. با افزایش مقدار W یا L ظرفیت خازن به صورت خطی افزایش می یابد.



شکل ۶: تاثیر تغییرات W بر ظرفیت خازن.

در این مرحله باید مقدار G_m مربوط به مدار فعال را با مقدار رسانایی مدار تشدید G_p مقایسه کنیم. مقدار $|G_m|$ باید برای برآورده کردن شرط نوسان از مقدار G_p بیشتر باشد.

منحنی شکل ۷ برآورده شدن شرط نوسان را تا فرکانس 3GHz تأیید می کند.



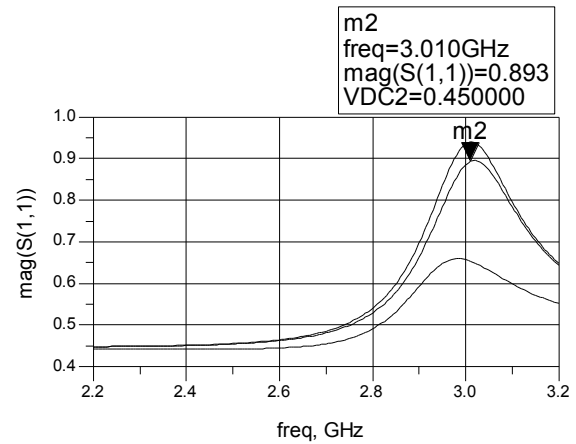
شکل ۱۲: منحنی نویز دامنه مدار VCO.

۶- نتیجه گیری

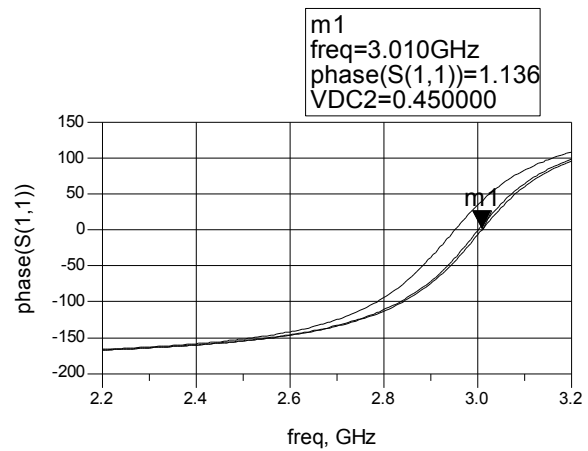
یک مدل VCO با استفاده از القاگر فعال مورد بررسی و شبیه سازی قرار گرفت. در این طرح با استفاده از یک القاگر فعال قابل تنظیم و یک ورتور برای تانک LC، یک VCO با محدوده تنظیم گسترده در فرکانس های رادیویی با منبع تغذیه $1.8V$ و با استفاده از تکنولوژی CMOS $0.18\mu m$ ارائه شد و یک نمونه کامل VCO با این تکنولوژی طراحی شد. این طرح محدوده تنظیم فرکانسی گسترده ای را ارائه می دهد، در حالی که عملکرد مدار از دید نویز فاز تقریبی و توان خروجی در تمام محدوده فرکانسی حفظ می کند. کاربرد این مدار برای اجرای فرستنده گیرنده های RF کاملاً مجتمع مناسب می باشد. فرکانس مرکزی این مدار 3GHz می باشد. نویز فاز و نویز دامنه این نوع VCO در آفست $1MHz$ به ترتیب $-79.85dBc$ و $-126.9dBc$ است.

مراجع

- [1] A. D. Berny, A. M. Niknejad, and R. G. Meyer, "A 1.8-GHz LC VCO with 1.3-GHz tuning range and digital amplitude calibration," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 4, pp. 909–917, Apr. 2005.
- [2] —, "A wideband low-phase-noise CMOS VCO," in IEEE Custom Integr. Circuits Conf., Sep. 2003, pp. 555–558.
- [3] F. Herzel, H. Erzgraber, and N. Ilkov, "A new approach to fully integrated CMOS LC-oscillators with a very large tuning range," in IEEE Custom Integr. Circuits Conf., May 2000, pp. 573–576.
- [4] Z. Li and K. K. O, "A 1-V low phase noise multi-band CMOS voltage controlled oscillator with switched inductors and capacitors," in IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Dig., Jun. 2004, pp. 467–470.
- [5] R. Mukhopadhyay, Y. Park, P. Sen, N. Srirattana, J. Lee, C.-H. Lee, S. Nuttinck, A. Joseph, J. D. Cressler, and J. Laskar, "Reconfigurable RFICs in Si-based technologies for a compact intelligent RF frontend," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 1, pp. 81–93, Jan. 2005.

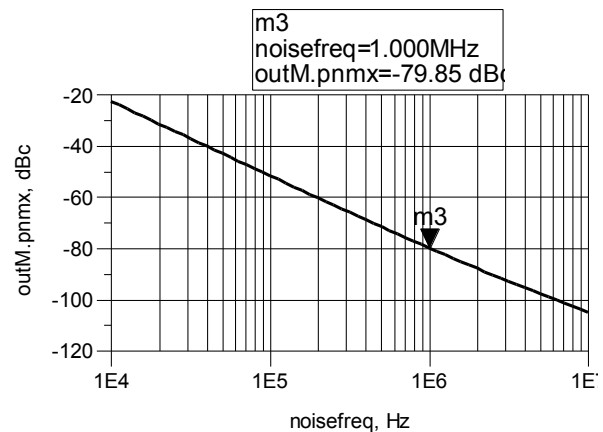


شکل ۹: نمودار دامنه S_{11} برای محاسبه فرکانس مرکزی



شکل ۱۰: نمودار فاز S_{11} برای محاسبه فرکانس مرکزی

مقدار نویز فاز مدار در آفست $1MHz$ ، $-79.85dBc$ به دست می آید که در شکل ۱۱ نشان داده شده است.



شکل ۱۱: منحنی نویز فاز مدار VCO.

نویز دامنه مدار VCO در آفست $1MHz$ نیز در شکل ۱۲ نشان داده شده است. مقدار نویز دامنه در این فرکانس آفست $-126.9dBc$ می باشد.

