تحلیل اثر پارازیتی عناصر بر عملکرد نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری در محدوده باند میلی‌متری

رضا بستانی[۱]، دانشجوی دکتری؛ جواد یاوند حسنی[۲]، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت - تهران - ایران - r_bostani@elec.iust.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت - تهران - ایران - yavand@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله نوسان‌گر LC با تزویج ضرب‌دری در فرکانس‌های باند میلی‌متری تحلیل شده است. با استفاده از دیدگاه مقاومت منفی و استفاده از مدل دوقطبی برای المان‌ها، روابط دقیقی برای فرکانس و شرط نوسان ارائه شده است. روابط جدید ارائه‌شده اثر مخرب پارازیتی المان‌ها و به‌خصوص R_G و C_{GD} بر رفتار نوسان‌ساز در فرکانس‌های بالاتر را به‌خوبی نشان داده و مشخص می‌کنند که در فرکانس‌های بالا، شرط نوسان تابع از فرکانس نوسان است. ملاحظه می‌شود که وجود مقاومت سری گیت باعث از بین رفتن شرط لازم نوسان در فرکانس‌های بالا می‌شود. در ادامه کمینه مقدار سلف برای داشتن بیشینه نوسان در نوسان‌گر تعیین خواهد شد. تحلیل‌های ارائه‌شده در تکنولوژی TSMC 0.18um RF با استفاده از نرم‌افزار ADS تصدیق شده است.

واژه‌های کلیدی: مقاومت گیت، بیشینه فرکانس نوسان، نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری، نوسان‌گرهای هارمونیک اصلی، نوسان‌گرهای هارمونیکی.

Analysis of the Effects of Elements Parasite on Cross-Coupled Oscillator in Millimeter Wave Band

R. Bostani[1], PhD Student, J. Yavand Hasani[2], Assistant Professor

1- Faculty of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, Email: r_bostani@elec.iust.ac.ir
2- Faculty of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, Email: yavand@iust.ac.ir

Abstract: In this paper, a cross coupled LC oscillator is analyzed in millimeter wave band. By using the negative resistance method and two port model for the elements, more accurate formula is obtained for calculation of the oscillation frequency and the oscillation startup condition. The new developed equations demonstrate the effects of parasitic elements, especially R_G and C_{GD}, on the oscillator behavior in millimeter wave band, which leads to dependency of the oscillation condition to the oscillation frequency. The presented equation shows that the R_G prevents the oscillation at high frequencies. Furthermore, minimum value of the inductor used in the oscillator is determined for maximum oscillation frequency. The presented equations are verified by simulations using Advanced Design System (ADS) and the foundry design kit for TSMC 0.18 um RF-CMOS technology.

Keywords: Gate resistance, maximum oscillation frequency, cross coupled oscillator, fundamental harmonic oscillators, super harmonic oscillators.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۱۲/۲۰
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۲/۲۹
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۵/۱۰
نام نویسنده مسئول: جواد یاوند حسنی
نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - دانشگاه علم و صنعت ایران - دانشکده مهندسی برق.

۱- مقدمه

در چند سال گذشته شاهد افزایش علاقه در موج میلی‌متری (mm-wave) سیستم‌های ارتباطی است. [۱، ۲]. افزایش تقاضا در بازار ویدیوهای دیجیتال، ادوات چندرسانه‌ای شخصی، لینک نقطه‌به‌نقطه گیگابیت بر ثانیه، شبکه بی‌سیم شخصی با نرخ داده بالا در بردهای کوتاه، رادار وسایل نقلیه، باعث شده تا توجه بیش‌تری به این سیستم‌های ارتباطی پهن‌باند شود [۳، ۴]. نوسان‌گرهای فرکانس بالا یکی از بلوک‌های اصلی این مدارها است.

سیگنال‌های فرکانس بالا را می‌توان به‌صورت مستقیم از نوسان‌گرهای هارمونیک اصلی یا از عملکرد غیرخطی نوسان‌گرهای هارمونیکی تولید کرد [۵]. برای مثال در [۶، ۷] از Triple push and N-Push oscillator برای تولید سیگنال سه و N برابر فرکانس نوسان اصلی استفاده شده است. در [۵، ۸] از نوسان‌گر هارمونیک اصلی برای تولید سیگنال فرکانس بالا استفاده شده است. نوسانگرهای هارمونیک اصلی خروجی تفاضلی حتی متعامد با سوئینگ بالا را به آسانی تولید کرده و طراحی سایر بلوک‌ها، مانند مخلوط‌کننده‌ها و تقسیم‌کننده‌های فرکانسی را راحت‌تر می‌کنند.

در نوسان‌گرهای LC با افزایش فرکانس نوسان، عناصر پارازیتی داخلی مدار، رفتار نوسان‌ساز را تحت تأثیر قرار داده و شرط لازم نوسان از بین می‌رود. به‌عبارتی‌دیگر، شرط نوسان نوسان‌ساز در فرکانس کم‌تر از بیشینه فرکانس نوسان ترانزیستور (f_{max}) از بین می‌رود و نوسان‌گر قادر به تولید توان نشده و به مدار پسیو تبدیل می‌شود. در این حالت نوسان‌گر از نوسان باز می‌ماند. در اغلب مراجع فوق برای نوسان‌گر LC، پیش‌بینی دقیق رفتار فرکانس بالا ارائه نشده است و نتایج آن‌ها مبتنی بر شبیه‌سازی است. در برخی دیگر از مراجع تحلیل کمی و یا کیفی بر رفتار نوسان‌ساز ارائه شده است. در نظر گرفتن اثر پارازیتی عناصر بر رفتار نوسان‌گر، پیش‌بینی دقیق فرکانس و شرط لازم نوسان را پیچیده می‌کند. در [۹-۱۱] روابط ارائه‌شده پیچیده بوده و دید روشنی از نحوه اثرگذاری عناصر پارازیتی بر شرط و فرکانس نوسان را به خواننده نمی‌دهد. در [۵] برای راحتی تحلیل از C_{GD} صرف‌نظر شده است. در این مقاله، تحلیل دقیقی برای نوسان‌ساز تزویج ضربدری LC ارائه شده و روابط دقیق و ساده‌ای برای فرکانس و شرط نوسان ارائه می‌شود.

همچنین اثر ضریب کیفیت سلف در کمینه سلف قابل استفاده در نوسان‌ساز نیز به‌خوبی نشان داده شده است. در روابط ارائه‌شده از مدل دوقطبی ادمیتانسی برای المان‌ها استفاده شده و با جایگذاری آن با مدل سیگنال کوچک المان‌ها، روابط پیشنهادی برای پیش‌بینی رفتار فرکانس بالای نوسان‌ساز تزویج ضرب‌دری به‌راحتی قابل استخراج خواهد شد. در روابط ارائه‌شده اثر هر یک از عناصر پارازیتی در فرکانس و شرط نوسان به‌خوبی دیده می‌شود و نشان داده شده که C_{GD} غیر قابل صرف‌نظر کردن است. در ادامه، ساختار مقاله به‌صورت زیر است.

در بخش ۲ رفتار فرکانس پایین و بالا نوسان‌گر LC تزویج ضرب‌دری مرور بررسی می‌شود. در بخش ۳ تحلیل عملکرد نوسان‌ساز تزویج ضرب‌دری فرکانس بالا و در بخش ۴ و ۵ شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری و پیشنهادها ارائه شده است.

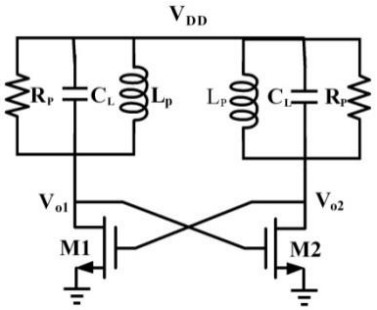
۲- رفتار فرکانسی المان‌ها در نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری

۲-۱- رفتار فرکانس پایین

در بین نوسان‌گرهای LC، ساختار نوسان‌ساز تزویج ضرب‌دری شکل ۱ به‌دلیل توان مصرفی کم‌تر و داشتن خروجی تفاضلی و حتی متعامد بیش‌تر مورد توجه طرحان قرار می‌گیرند. در این مدار ترانزیستورها از طریق القاگر بایاس می‌شوند. القاگر استفاده‌شده معمولاً به‌صورت مارپیچ ساخته می‌شود و دارای خازن و مقاومت پارازیتی به ترتیب C_L و R_L است و به‌صورت موازی با آن مدل می‌شوند. در فرکانس نوسان‌های پایین، اثرات پارازیتی داخلی المان‌ها اثر چندانی در فرکانس نوسان نخواهند داشت و برای تحلیل مدار به‌راحتی و با استفاده از دیدگاه مقاومت منفی فرکانس و شرط نوسان مدار به ترتیب با استفاده از روابط زیر به دست می‌آید [۱۲].

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad (۱)$$

$$g_m = \frac{1}{R} \quad (۲)$$



شکل ۱: نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری

که R مقاومت پارازیتی کل دیده‌شده گره خروجی است. مطابق روابط فوق، در صورتی که $g_m R \geq 1$ باشد نوسان‌گر شروع به نوسان خواهد کرد.

در صورتی که از این نوسان‌گر برای نوسان در فرکانس‌های بالا استفاده شود، با افزایش فرکانس، شرط لازم نوسان از بین رفته و نوسانگر از نوسان می‌افتد و به‌عبارتی‌دیگر، شرط نوسان تابع شدیدی از فرکانس نوسان می‌شود. بنابراین با افزایش فرکانس نوسان اثر پارازیتی ترانزیستورها بااهمیت‌تر شده و تأثیر بیش‌تری در فرکانس و شرط نوسان و همچنین نویز فاز و دامنه خروجی خواهند داشت.

برای نشان دادن وابستگی شرط نوسان به فرکانس نوسان، باید اثرات پارازیتی المان‌ها را در تحلیل مدار لحاظ کنیم. در ادامه مقاله نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری LC با استفاده از دیدگاه مقاومت منفی به‌صورت دقیق تحلیل خواهد شد و نشان داده می‌شود که وجود مقاومت پارازیتی سری گیت منجر به وابسته شدن شرط لازم نوسان به

فرکانس نوسان می‌شود و عملکرد فرکانسی نوسان‌ساز را به‌شدت تحت تأثیر قرار می‌دهد.

۲-۲- رفتار فرکانس بالا

المان استفاده‌شده در مدارهای فرکانس بالا، باید مشخصه فرکانسی بسیار مناسبی داشته باشند. f_T و f_{max} از مهم‌ترین مشخصه‌های ترانزیستورهای استفاده شده است. در فرکانس بزرگ‌تر از f_T ترانزیستور هنوز المان فعالی است و می‌تواند بهره لازم برای نوسان را ایجاد کند. اما در f_{max} ترانزیستور المان پسیو شده و توانایی تولید مقاومت منفی در نوسان‌سازها را نخواهد داشت. در ادامه برخی از این مشخصه‌ها بررسی می‌شود.

۲-۲-۱- بیشینه فرکانس نوسان ترانزیستور

از مشخصه‌های مهم نوسان‌سازهای فرکانس بالا، بیشینه فرکانس نوسان ممکن است، از این نظر هرچه نوسان‌گر قابلیت نوسان در فرکانس‌های بالاتری را داشته باشد بهتر است.

بیشینه فرکانس نوسان در نوسانگرها از یک طرف به f_{max} و از طرف دیگر به ساختار مداری نوسان‌گر بستگی دارد. به‌عبارت‌دیگر استفاده از یک ترانزیستور مشخص در ساختارهای مختلف به بیشینه فرکانس مختلفی در نوسان‌سازها منجر می‌شود. که هرچه f_{max} بزرگ‌تر باشد بیشینه فرکانس ساختار هم می‌تواند بزرگ‌تر شود.

فرکانسی که در آن بهره یک طرفه توان دوقطبی به یک افت کند، همان f_{max} است بهره توان یک‌طرفه دوقطبی از رابطه ۳ به دست می‌آید [۱۳].

$$U=\frac{|Y_{21}-Y_{12}|^2}{4\left(\mathrm{Re}\{Y_{11}\}-\mathrm{Re}\{Y_{22}\}-\mathrm{Re}\{Y_{12}\}-\mathrm{Re}\{Y_{21}\}\right)} \qquad (۳)$$

با نوشتن رابطه فوق برای مدل ترانزیستور شکل ۲ بیشینه فرکانس نوسان به‌صورت زیر به دست می‌آید [۱۴].

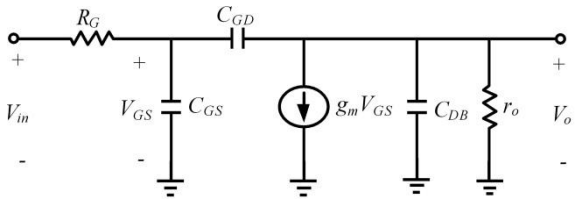
$$f_{\max}=\frac{g_m\sqrt{r_o}}{4\pi\sqrt{R_G}\sqrt{(C_{GS}+C_{GD})\left[C_{GS}+(1+g_m r_o)C_{GD}\right]}} \qquad (۴)$$

در رابطه فوق R_G مقاومت فشرده پلی‌سیلیکان و اتصالات گیت است. پلی‌سیلیکان استفاده‌شده برای گیت ترانزیستور داری مقاومت اهمی است که بستگی به مقاومت صفحه‌ای و ابعاد اتصال دارد. مقدار مؤثر این مقاومت با مقدار این مقاومت در حالتی که ساختار ترانزیستوری وجود نداشته باشد، متفاوت است این مقدار مؤثر با تحلیل اثرات گسترده طولی ترانزیستور و با استفاده از تقریب مرتبه اول نتیجه حاصل، به دست می‌آید. این مقاومت بیشینه بهره توان ترانزیستور را محدود می‌کند و در صورت نزدیک شدن آن به صفر، f_{max} به بی‌نهایت میل می‌کند.

با توجه به رابطه فوق f_{max} تابعی از شرایط بایاس مدار نیز است. در فرکانس های بالاتر از f_{max}، ترانزیستور (دوقطبی) توانایی تولید توان نخواهد داشت و در نوسان‌سازها، هیچ فرکانس هارمونیک اصلی نوسان در فرکانس بالاتر از f_{max} نمی‌توان ایجاد کرد.

درصورتی‌که ترانزیستور (دوقطبی) در حلقه بازخورد قرار بگیرد اثر بارگذاری‌های داخل حلقه باعث کاهش بیشینه فرکانس نوسان کل نوسان‌ساز به فرکانس کوچک‌تر از f_{max} ترانزیستور شده و ساختار موردنظر زودتر از ترانزیستور پسیو می‌شود. پس در عمل حد بالای ایجاد نوسان هارمونیک اصلی به بیشینه فرکانس نوسان ساختار استفاده‌شده محدود می‌شود.

فرکانسی که در آن ساختار نوسان‌ساز توانایی تولید توان (مقاومت منفی) نداشته باشد، بیشینه فرکانس نوسان آن نوسان‌ساز است. از این فرکانس به بعد شرط نوسان در نوسان‌ساز برقرار نخواهد شد و این همیشه کوچک‌تر از f_{max} ترانزیستور است. در ادامه این مقاله شرط نوسان برای ساختار تزویج ضرب‌دری محاسبه خواهد شد.



شکل ۲: مدار معادل ترانزیستور در فرکانس بالا

در نوسانگر تزویج ضربدری نیز، با افزایش فرکانس کاری اثر پارازیتی عناصر عملکرد مدار را تغییر خواهند داد. به‌عبارتی دیگر خازن‌های پارازیتی فرکانس نوسان را محدود کرده و مقاومت‌های پارازیتی شرط نوسان را از بین خواهند برد. بنابراین روابط ارائه‌شده برای رفتار فرکانس پایین نوسان‌ساز باید با روابط فرکانس بالای جدید جایگزین شود. محاسبه دقیق روابط با در نظر گرفتن همه اثرات پارازیتی موجود، تحلیل مدار را پیچیده خواهد کرد. برای نمونه در [۹، ۱۰] روابط پیچیده‌ای برای فرکانس و شرط نوسان ارائه شده و با استفاده از رابطه (۵) نشان می‌دهد که شرط نوسان تابعی از فرکانس قطع، بیشینه فرکانس نوسان ترانزیستور، فرکانس کاری و خازن‌های پارازیتی داخلی ترانزیستور است. رابطه (۵) دید روشنی از نحوه اثرگذاری هر یک از عناصر پارازیتی در فرکانس و شرط نوسان نمی‌دهد.

$$g_{m,AC}=g_{m,DC}-\frac{1}{r_o}-g_{m,DC}\left[\frac{4\left(f_{\max}/f_T\right)^2 c(2c+1)^2+(c+1)(2c+1)}{16c^2 f_{\max}^4/\left(f^2 f_T^2\right)+(c+1)^2}\right] \qquad (۵)$$

که در آن

$$c=C_{gd}/C_{gs}\ ,\ f,f_T=g_{m,DC}\Big/\left(2\pi\left(C_{gs}+C_{gd}\right)\right)$$

و

$$f_{\max}=\sqrt{f_T/\left(2\pi R_g C_{gd}\right)}/2$$

است و در حالت کلی مقدار $g_{m,DC}$ لازم برای نوسان برابر است با:

$$g_{m,DC}=g_{m,AC}+\beta_1 f_0+\beta_2 f_0^2 \qquad (۶)$$

که β_1 و β_2 به ترتیب برابر با 75×10^{-15} S/Hz و 25×10^{-25} S^2/Hz^2 برای تکنولوژی ۰/۱۳ um در محدوده فرکانسی ۰-۵۰ گیگاهرتز است.

در [۵] برای سادگی محاسبات از C_{GD} صرف‌نظر شده است. رابطه (۷) و (۸) ارائه‌شده برای شرط و فرکانس نوسان در این مرجع نشان می‌دهند که شرط نوسان به فرکانس نوسان و فرکانس به شرط نوسان وابسته است. در رابطه فرکانس M ضریب تزویج بین دو القاگر است. در این مقاله نشان داده خواهد شد که صرف‌نظر کردن از این خازن منجر به خطای زیاد در تحلیل فرکانس نوسان می‌شود.

$$\frac{2}{g_m} = R_p \parallel (2\,\mathrm{ro}) \parallel \frac{2}{R_G C_{GS}^2 \omega^2} \tag{۷}$$

$$\omega_{XCO}^2 = \frac{1}{(L+M)\left[(1+g_m R_G)\mathrm{C_{GS}} + \mathrm{C_D} + \mathrm{C_p} + \mathrm{C_L}\right]} \tag{۸}$$

در این مقاله روابط جدید و ساده‌تری برای فرکانس، شرط نوسان، کمینه سایز سلف برای ایجاد نوسان و اثر مخرب R_G بر عملکرد فرکانس بالای نوسان‌ساز نشان داده خواهد شد. همچنین نشان داده می‌شود که در فرکانس‌های بالا نمی‌توان از C_{GD} صرف‌نظر کرد.

۳- تحلیل پیشنهادی برای نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری

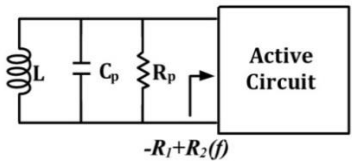
۳-۱- تحلیل عملکرد نوسان‌ساز تزویج ضربدری فرکانس بالا

نوسان‌گرها ذاتاً رفتار غیرخطی هستند. لیکن تحلیل غیرخطی نوسان‌سازها به روابط پیچیده‌ای منجر شده و دید مناسبی برای خواننده ارائه نمی‌دهد. با این حال همان‌گونه که در [۵] تصریح شده است، در تحلیل شرط نوسان تحلیل سیگنال کوچک کفایت می‌کند. علت آن است که شرط نوسان مربوط به شروع نوسان است و در این لحظات، دامنه نوسان کوچک و روبه افزایش است. استفاده از مدل سیگنال کوچک به روابط ساده‌ای منجر شده و تأثیرگذاری هریک از عناصر را در رفتار مدار به‌خوبی نشان می‌دهد. مقایسه معادلات به‌دست‌آمده از مدل سیگنال کوچک برای فرکانس و شرط نوسان با نتایج شبیه‌سازی مدار، نشان‌دهنده دقت بالای نتایج حاصله از این روش است. البته در ضمیمه [۵] تلاش شده که فرکانس و شرط نوسان با استفاده از محاسبات دقیق تحلیل شود، لیکن آن‌قدر روابط پیچیده هستند که به‌دست آوردن فرکانس و شرط نوسان، باید این روابط به‌صورت عددی حل شوند.

مدل سیگنال کوچک استفاده‌شده برای ترانزیستور بسته به فرکانس کاری می‌تواند پیچیده‌تر شود. بنابراین می‌توان از یک مدل کلی برای تحلیل استفاده کرد به‌نحوی که تحلیل ارائه‌شده برای مدل‌های مختلف صادق باشد. برای ارائه تحلیل کلی نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری، در این مقاله از مدل دوقطبی ادمیتانسی برای المان‌ها استفاده شده است. مدل ادمیتانسی برای ترانزیستور و القاگر به‌صورت زیر نشان داده می‌شود.

از روش‌های مختلفی می‌توان برای تحلیل نوسان‌ساز استفاده کرد. معمولاً دیدگاه مقاومت منفی شکل ۳ راهکار مناسبی برای تحلیل نوسان‌ساز تک‌دهانه است. در این دیدگاه مقاومت منفی تولیدشده توسط عناصر فعال، اثر پارازیتی مقاومت مثبت موجود در تانک LC را حذف کرده و نوسان را در تانک برقرار می‌نماید. در فرکانس‌های پایین مقاومت منفی تولیدشده توسط شبکه فعال مقدار ثابت دارد. اما با افزایش فرکانس، اثرات پارازیتی مقاومتی و خازنی موجود در عناصر فعال داخل شبکه فعال تأثیرگذارتر شده و یک مقاومت مثبت وابسته به فرکانس را به مقدار قبلی اضافه می‌کرده و مقدار مقاومت منفی تولیدشده را کاهش می‌دهد. این مقاومت مثبت در فرکانس‌های پایین مقدار ناچیز داشته و از اهمیت خاصی برخوردار نیست ولی در فرکانس‌های بالا می‌تواند مقدار قابل‌توجهی داشته و حتی از مقاومت منفی ایجادشده هم بزرگ‌تر شود. بنابراین از یک فرکانسی به بعد مقاومت منفی تولیدشده توسط عنصر فعال قادر به از بین بردن اثر پارازیتی مقاومتی تانک نبوده و درنتیجه نوسانات تانک میرا شده و نوسان‌ساز از نوسان افتاده و شرط نوسان از بین می‌رود.

ترانزیستورهای تزویج‌شده در نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری شکل ۱ نیز، مقاومت منفی تولید کرده و می‌توانند اثر پارازیتی تانک موازی خود را از بین ببرند، اما با افزایش فرکانس نوسان مقدار مقاومت منفی تولیدشده رو به کاهش خواهد نمود. بنابراین مهم است تا مقدار مقاومت مثبت تولیدشده در هر فرکانس را معین کرده و از این طریق شرط نوسان و همچنین فرکانس نوسان مدار را مشخص کنیم.

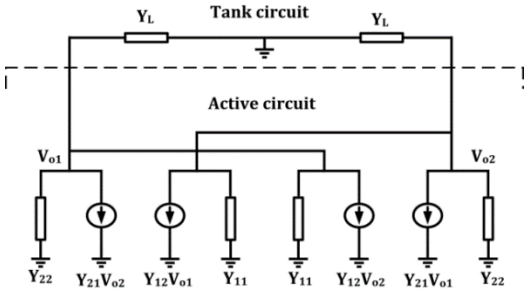


شکل ۳: استفاده از شبکه مدار فعال برای ایجاد مقاومت منفی و حذف مقاومت القاگر استفاده‌شده در نوسان‌گر

برای تعیین میزان مقاومت منفی و مثبت دیده‌شده از دو سر پورت ورودی، باید همه اثرات پارازیتی موجود در مدار فعال (ترانزیستورهای تزویج ضرب‌دری) را در نظر بگیریم. در این حالت تحلیل مدار پیچیده شده و معادلات پیچیده‌ای را در پی خواهد داشت. از طرفی دیگر مدل‌های مختلفی برای المان‌ها در فرکانس‌های کاری متفاوت می‌تواند استفاده شود. بنابراین می‌توان تحلیل کلی برای نوسان‌ساز ارائه داد که برای مدل‌های مختلف قابل استفاده باشد. پس می‌توان از مدل دو پورتی برای المان‌های مداری استفاده نمود. مدل ادمیتانسی برای همه بازه فرکانسی صادق است. با جایگذاری پارامترهای ادمیتانسی مدل دلخواه در روابط، می‌توان مدار را تحلیل کرد.

برای ارائه تحلیل ادمیتانسی نوسان‌ساز ، می‌توان نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری را با مدار معادل ادمیتانسی شکل ۴ جایگزین کرد. در این شکل، تانک YL با شبکه فعال موازی شده و مدار متقارن تشکیل شده است. شکل ۴ را می‌توان به‌صورت نیم‌مدار رسم کرد.

در شکل ۵ نشان داده شده می‌توان ادمیتانس دیده‌شده از دو سر مدار فعال نشان داده‌شده را حساب کرده و با ادمیتانس القاگر جمع کنیم. در این حالت ادمیتانس کل شبکه فوق محاسبه می‌شود. با اجرای KCL در گره ورودی، خواهیم داشت:



شکل ۴: مدار معادل ادمیتانسی نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری

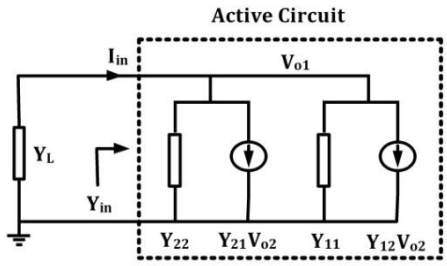
$$I_{in} = (Y_{11} + Y_{22})V_{o1} + (Y_{12} + Y_{21})V_{o2} \quad (۹)$$

$$Y_{in} = (Y_{11} + Y_{22}) + (Y_{12} + Y_{21})\frac{V_{o2}}{V_{o1}} \quad (۱۰)$$

ادمیتانس معادل تک‌دهانه‌ای فوق برابر است با

$$Y_{eq} = Y_{in} + Y_L \quad (۱۱)$$

در صورت نوسان باید ادمیتانس کل محاسبه‌شده صفر شود و در غیر این صورت، ولتاژ V_{o1} و V_{o2} صفر است. به عبارتی KCL در گره V_{o1} همیشه برقرار است. اگر نوسان داشته باشیم، اندازه دو ولتاژ V_{o1} و V_{o2} خروجی‌ها باهم برابر بوده ولی ۱۸۰ درجه اختلاف فاز خواهند داشت بنابراین رابطه بین ولتاژ دو خروجی به‌صورت زیر خواهد بود:



شکل ۵: نیم‌مدار نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری به‌صورت شبکه تک دهانه‌ای

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = -1 \quad (۱۲)$$

جایگذاری رابطه فوق در Y_{in} ، ادمیتانس معادل نوسان‌ساز به‌صورت زیر ساده خواهد شد:

$$Y_{eq} = (Y_{11} - Y_{12} - Y_{21} + Y_{22} + Y_L) \quad (۱۳)$$

در حالت نوسان داریم:

$$Y_{eq} = 0$$
$$Y_{11} - Y_{12} - Y_{21} + Y_{22} + Y_L = 0 \quad (۱۴)$$

از معادله ادمیتانسی به‌دست‌آمده می‌توان دو معادله زیر را تشکیل داد:

$$\mathrm{Re}\{Y_{11}\} - \mathrm{Re}\{Y_{12}\} - \mathrm{Re}\{Y_{21}\} + \mathrm{Re}\{Y_{22}\} + \mathrm{Re}\{R_L\} = 0 \quad (۱۵)$$

$$\mathrm{Im}\{Y_{11}\} - \mathrm{Im}(Y_{12}\} - \mathrm{Im}\{Y_{21}\} - \mathrm{Im}\{Y_{22}\} + \mathrm{Im}\{Y_L\} = 0 \quad (۱۶)$$

رابطه (۱۵) و (۱۶)، قسمت حقیقی و موهومی نوسانگر مورد نظر بوده و برای هر مدل دلخواه المان‌ها می‌تواند صادق باشد. با جایگذاری بخش حقیقی و موهومی پارامترهای ادمیتانسی مدل موردنظر، روابط حاکم بر فرکانس و شرط نوسان استخراج می‌شود.

برای مشخص کردن اثر پارازیتی عناصر در عملکرد نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری، مدار را با فرض اینکه ترانزیستور با مدار فشرده شکل ۲ مدل و سلف در محدوده فرکانس باند باریک با مدار معادل RLC موازی که در آن $R_P = Q_L L\omega$ و C_L خازن پارازیتی موازی سلف، مدل شود معادلات فوق را تشکیل می‌دهیم. همچنین فرض می‌شود اتصالات مدار کوتاه بوده و اثر پارازیتی آن‌ها در فرکانس کاری مورد نظر قابل صرف‌نظر است. مدل سیگنال کوچک برای عناصر و ترانزیستورها استفاده شده است و با استفاده از این مدل فرکانس و شرط نوسان تحلیل شده است. در صورتی که سیگنال نوسان بزرگ‌تری داشته باشیم عناصر رفتار غیرخطی بیش‌تری خواهد داشت و رفتار نوسانگر به ویژه دامنه نوسان خروجی را تحت‌تأثیر قرار خواهد داد.

حال می‌توان قسمت حقیقی و موهومی ادمیتانس هر یک از المان‌ها را حساب کرده و در روابط ارائه‌شده فوق جایگذاری کرد. روابط (۱۷) و (۱۸) ادمیتانس معادل ترانزیستور و سلف را نشان می‌دهد.

$$\begin{aligned}
&\mathrm{Re}\{Y_{11}\} = R_G(C_{GS} + C_{GD})^2\omega^2 \\
&\mathrm{Im}(Y_{11}) = (C_{GS} + C_{GD})\omega \\
&\mathrm{Re}\{Y_{12}\} = -R_G C_{GD}(C_{GS} + C_{GD})\omega^2 \\
&\mathrm{Im}\{Y_{12}\} = -C_{GD}\omega \\
&\mathrm{Re}\{Y_{21}\} = g_m - R_G C_{GD}(C_{GS} + C_{GD})\omega^2 \\
&Im\{Y_{21}\} = -C_{GD}\omega - g_m R_G(C_{GS} + C_{GD})\omega \\
&\mathrm{Re}\{Y_{22}\} = \frac{1}{r_o} + R_G C_{GD}{}^2\omega^2 + g_m R_G{}^2 C_{GD}(C_{GS} + C_{GD})\omega^2 \\
&\mathrm{Im}\{Y_{22}\} = jg_m R_G C_{GD}\omega + (C_{GD} + C_{DB})\omega \\
&\qquad - R_G{}^2 C_{GD}{}^2(C_{GS} + C_{GD})\omega^3
\end{aligned} \quad (۱۷)$$

$$\mathrm{Re}\{Y_L\} + \mathrm{Im}\{Y_L\} = \frac{1}{R_P} + j\left(C_L\omega - \frac{1}{L\omega}\right) \quad (۱۸)$$

۳-۲- بررسی بخش حقیقی معادله ادمیتانسی

برای محاسبه شرط نوسان از قسمت حقیقی رابطه ارائه‌شده برای ادمیتانس استفاده می‌شود. با جایگذاری قسمت حقیقی معادله ادمیتانسی در معادله (۱۵) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
&\left(R_G\left(\begin{array}{l}(C_{GS} + C_{GD})^2 + \\ 2C_{GD}(C_{GS} + C_{GD}) + C_{GD}{}^2\end{array}\right)\right)\omega^2 \\
&\left(+g_m R_G{}^2 C_{GD}(C_{GS} + C_{GD})\right) \\
&+\frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_o} - g_m = 0
\end{aligned} \quad (۱۹)$$

$$g_m = \frac{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_p} + R_G(C_{GS} + 2C_{GD})^2\omega^2}{1 - R_G{}^2 C_{GD}(C_{GS} + C_{GD})\omega^2}$$

$$1 \gg R_G{}^2 C_{GD}(C_{GS} + C_{GD})\omega^2$$

$$g_m = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_p} + R_G(C_{GS} + 2C_{GD})^2\omega^2 \quad (۲۰)$$

در رابطه شرط نوسان به‌دست‌آمده ملاحظه می‌شود که وجود مقاومت R_G منجر به وابسته شدن شرط نوسان به فرکانس نوسان نوسان‌ساز شده است. وجود مقاومت سری گیت عامل اصلی از نوسان افتادن نوسان‌ساز در فرکانس‌های بالا است. در صورت صفر بودن مقاومت سری گیت (R_G)، نوسان‌ساز، می‌تواند در همه فرکانس‌ها نوسان داشته باشد (در این حالت f_{max} ترانزیستور نیز نامحدود خواهد بود). پس در طراحی نوسان‌سازهای فرکانس بالا باید از مقاومت سری گیت اجتناب شود. برای کاهش مقاومت R_G می‌توان تعداد گیت فینگر ترانزیستور را افزایش داد. معادله (۲۱) رابطه $R_{G\text{-}eff}$ (مقاومت سری گیت مؤثر) را با تعداد گیت فینگرهای ترانزیستور نشان می‌دهد [۱۵].

$$R_{G-eff} = \frac{1}{3} R_{sh} \frac{w_f}{LN_f} \tag{۲۱}$$

که در آن R_{sh} مقاومت یک مربع از صفحه گیت استفاده شده و W_f و N_f به‌ترتیب عرض و تعداد گیت فینگر ترانزیستور را نشان می‌دهد. باید توجه شود که R_G از یک حدی از N_f به بعد به‌صورت خطی کاهش نمی‌یابد.

رابطه شرط نوسان را می‌توان به ازای ضریب کیفیت تانک نیز نشان داد.

$$g_m = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{Q_L L\omega} + R_G \left(C_{GS} + 2C_{GD}\right)^2 \omega^2 \tag{۲۲}$$

در رابطه (۲۲) ملاحظه می‌شود که با کاهش Q_L به g_m بیش‌تری برای نوسان نیاز است. به‌عبارت‌دیگر، برای g_m معین، برای Q_L های بزرگ، توانایی کار در فرکانس‌های بالاتر در نوسان‌ساز ایجاد می‌شود. پس با حل رابطه فوق می‌توان بیشینه فرکانس اکتیوی ساختار تزویج ضرب‌دری را نیز به دست آورد. در ادامه مقاله، بعد از محاسبه فرکانس نوسان، این معادله حل خواهد شد.

در فرکانسی که مقاومت منفی دیده‌شده از ورودی قادر به مهار مقاومت پارازیتی تانک نباشد نوسان‌گر از نوسان می‌افتاد. شکل ۶ قسمت حقیقی ادمیتانس ورودی شبکه فعال را به ازای افزایش فرکانس در ترانزیستور با ابعاد مشخص نشان می‌دهد. در این شکل کاملاً مشخص است مقاومت مثبت وابسته به فرکانس رشد سریع‌تری داشته و با افزایش فرکانس مقاومت دیده‌شده از مدار تک دهانه‌ای را مثبت کرده و شبکه فعال به شبکه غیرفعال و مصرف‌کننده توان تبدیل می‌کند.

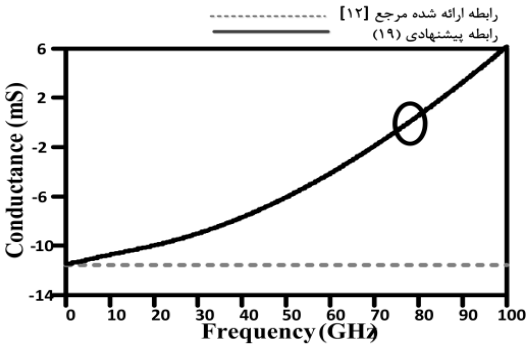
۳-۳- بررسی بخش موهومی معادله ادمیتانسی نوسان‌ساز

با جایگذاری قسمت موهومی پارامترهای ادمیتانسی عناصر در معادله (۱۶) روابط زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} &-R_G^{\,2} C_{GD}^{\,2} \left(C_{GS} + C_{GD}\right)\omega^3 \\ &+\begin{pmatrix} C_{GS} + 4C_{GD} + C_{DB} + C_L + \\ g_m R_G \left(C_{GS} + 2C_{GD}\right) \end{pmatrix}\omega - \frac{1}{L\omega} = 0 \end{aligned} \tag{۲۳}$$

با جایگذاری رابطه (۲۰) در معادله فوق به رابطه (۲۴) خواهیم رسید.

$$\begin{aligned} &R_G^{\,4} C_{GD}^{\,3} \left(C_{GS} + C_{GD}\right)^2 \omega^6 \\ &+ R_G^{\,2} \begin{pmatrix} C_{GS}^{\,3} + 6C_{GS}^{\,2} C_{GD} \\ +11 C_{GS} C_{GD}^{\,2} + 7C_{GD}^{\,3} \\ -C_L \left(C_{GS} C_{GD} + C_{GD}^{\,2}\right) \end{pmatrix} \omega^4 \\ &+ \begin{pmatrix} C_{GS} + 4C_{GD} + C_{DB} \\ +C_L + \dfrac{R_G}{R_P \parallel r_o}\left(C_{GS} + 2C_{GD}\right) \\ +\dfrac{R_G^{\,2}}{L} C_{GD} \left(C_{GS} + C_{GD}\right) \end{pmatrix} \omega^2 - \frac{1}{L} = 0 \end{aligned} \tag{۲۴}$$



شکل ۶: وابستگی قسمت حقیقی ادمیتانس ورودی ترانزیستورهای تزویج ضرب‌دری به فرکانس نوسان. ابعاد ترانزیستور L=۰/۱۸ µm و W=۲۵ um

معادله به‌دست‌آمده برای نوسانگر تک دهانه‌ای تزویج ضرب‌دری مرتبه ۶ بوده و دارای سه زوج قطب مزدوج است. در عمل نوسان‌ساز تنها در یک فرکانس نوسان می‌کند و بقیه فرکانس‌ها باید میرا شوند. از رابطه فوق مشخص است که مدار تنها یک ریشه مزدوج حقیقی دارد و بقیه ریشه‌ها موهومی بوده و در حالت واقعی مدار میرا می‌شوند. وجود تنها یک قطب حقیقی در معادله فوق به‌سادگی با استفاده از معیار پایداری روث هورویتز قابل نمایش است. طبق معیار پایداری روث هورویتز، تعداد تغییر علامت در ستون اول معیار پایداری، تعداد قطب سمت راست سیستم را در صفحه ROC نشان می‌دهد. با تغییر متغیر $\omega^2 = x$ معادله (۲۴) را به معادله درجه سه تبدیل کرده و ضرایب آن را به ترتیب با a, b, c, d جایگذاری و رابطه (۲۴) به‌صورت رابطه (۲۵) نوشته می‌شود.

$$aX^3 + bX^2 + cX + d = 0 \tag{۲۵}$$

طبق معیار پایداری روث هورویتز خواهیم داشت: در ستون اول رابطه (۲۶) ضریب d کوچک‌تر از صفر است و تنها یک تغییر علامت در ستون اول معیار پایداری روث هورویتز اتفاق افتاده است و لذا معادله یک ریشه سمت راست دارد و بقیه ریشه‌های x منفی بوده و روی محور موهومی قرار می‌گیرند (به‌عبارتی فرکانس موهومی به دست می‌آید) و لذا در رابطه نوسان‌ساز تنها یک پاسخ حقیقی خواهد داشت.

برای حل معادله (۲۵)، می‌توان از روش‌های تقریب ریاضی استفاده کرد. برای تقریب این معادله از روش تقریب استاندارد خطی مرتبه اول استفاده کرده و به معادله ساده‌تر تبدیل می‌کنیم.

$$\begin{array}{lll} X^3 & a & c \\ X^2 & b & d \\ X^1 & c-\dfrac{ad}{b} & 0 \\ X^0 & d & \end{array} \qquad (۲۶)$$

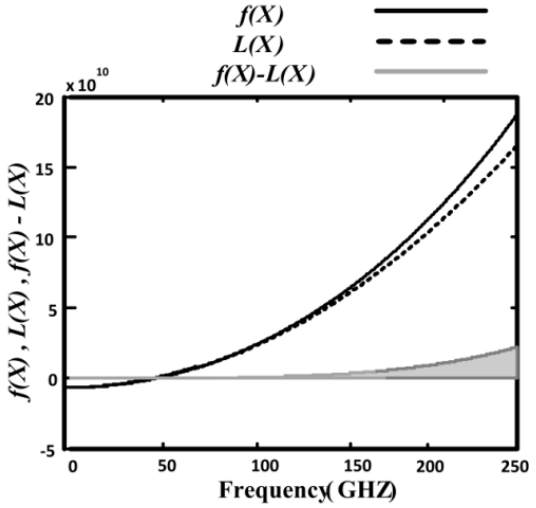
طبق قاعده خطی‌سازی توابع، اگر تابع f(x) در x=v مشتق‌پذیر باشد، آن موقع تقریب تابع f(x) در نقطه v برابر با L(x) خواهد بود:

$$L(x) = f(v) + f'(v)(x-v) \qquad (۲۷)$$

بر این اساس می‌توان تابع درجه سه فوق را به‌صورت زیر تبدیل به رابطه خطی نمود:

$$\begin{aligned} &f(X) \approx L(X) = \lim_{v\to 0} f(v) + \lim_{v\to 0} f'(v)(X-v) \\ &L(X) = cX + d \end{aligned} \qquad (۲۸)$$

در رابطه فوق v متناظر با ω_0 است. برای نشان دادن میزان دقت رابطه تقریبی، می‌توان دو رابطه دقیق و تقریبی را برای نوسان‌ساز با عناصر معین، مقایسه کرد. شکل ۷ دو تابع *f(x)* و *L(x)* و خطای تقریب *f(x)-L(x)* را به ازای فرکانس‌های مختلف را باهم نشان می‌دهد. میزان خطای ناشی از تقریب تا فرکانس ۱۵۰ GHz تقریباً ناچیز بوده و از این فرکانس به بعد به‌طور ضعیفی رشد می‌کند. این در حالی است که بیشینه فرکانس نوسان ترانزیستور در تکنولوژی ۰/۱۸ um خیلی کمتر از این فرکانس است و بنابراین در محدوده فرکانس موردنظر، خطا صفر است و دو تابع $f(x)$ و $L(x)$ برابر هم است.



شکل ۷: نمودار تابع تقریب استفاده‌شده برای حل قسمت موهومی ادمیتانس نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری. در این شکل f(x) تابع اصلی (رابطه (۲۴)) و L(x) تابع تقریب استفاده‌شده (رابطه (۳۰)) و f(x)-L(x) خطای تابع تقریب استفاده‌شده به ازای فرکانس‌های متفاوت است. مشخصات شبیه‌سازی عبارت است از: L=۱۵۰ pH ،R=۲ k ،C_L=۸ fF ،V_{DD}=۱/۸ V

طبق رابطه خطی‌سازی (۲۸)، می‌توان معادله (۲۵) را به‌صورت زیر خلاصه کرد:

$$\begin{aligned} &cX + d = 0 \quad , \quad X = \omega^2 \\ &c\omega^2 + d = 0 \end{aligned} \qquad (۲۹)$$

فرکانس نوسان با رابطه (۳۰) مشخص شده است.

$$\omega^2 = -\frac{d}{c} = \frac{1}{L\left(\begin{array}{l} C_{GS} + 4C_{GD} + C_{DB} + C_L \\ + \dfrac{R_G}{R_p \parallel r_o}\left(C_{GS} + 2C_{GD}\right) \\ + \dfrac{R_G^{\ 2}}{L} C_{GD}\left(C_{GS} + C_{GD}\right) \end{array}\right)} \qquad (۳۰)$$

در رابطه فرکانس نوسان C_{GD} با ضریب چهار ظاهر می‌شود همچنین برخلاف رابطه (۸) g_m تأثیری در فرکانس نوسان ندارد. رابطه فوق را می‌توان به‌صورت زیر خلاصه کرد.

$$\omega^2 \approx \frac{1}{L\left(C_{GS} + 4C_{GD} + C_{DB} + C_L\right)} \qquad (۳۱)$$

همان‌طور که قبلاً اشاره شد، برای یک ترانزیستور با اندازه g_m ثابت، نمی‌توان اندازه سلف را بیش از حد کم‌تر انتخاب کنیم. با جایگذاری فرکانس نوسان در رابطه شرط نوسان، شرط نوسان به‌صورت تابعی از اثرات پارازیتی و ابعاد القاگر به‌دست می‌آید. از روابط ارائه‌شده برای نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری می‌توان کمینه سایز القاگر را به ازای Q_L مشخص محاسبه کرد.

لازم به ذکر است که در مدل‌سازی مقادیر پارازیتی موردنظر (C_{GD} و سایر پارازیت‌ها) فرض شده که ترانزیستور تحت بایاس معین که همان بایاس اسیلاتور تزویج ضرب‌دری است، قرار دارد V_{DS}=۱/۸ V و V_{GS}=۱/۸ V) عناصر پارازیتی مدار مانند C_{GD} که در معادلات (۲۲) و (۳۱) ظاهر شده‌اند، مربوط به نقاط بایاس مذکور هستند. واضح است که با تغییر شرایط بایاس، مقادیر عناصر وابسته به بایاس تغییر می‌کند و با تغییر مقدار آن‌ها نتیجه حاصل از روابط (۲۲) و (۳۱) نیز متناسب با آن‌ها تغییر می‌کند.

۳-۴- تعیین کمینه سایز القاگر

از روش‌های مختلفی برای افزایش فرکانس سیگنال استفاده می‌شود. یکی از رایج‌ترین روش‌ها، کاهش اندازه عناصر استفاده‌شده است. مثلاً با کاهش اندازه ترانزیستور، اثرات پارازیتی آن کاهش و فرکانس نوسان افزایش می‌یابد. اما همان‌طور که قبلاً اشاره شده، در فرکانس‌های بالا به g_m بیش‌تری برای نوسان نیاز است و کاهش اندازه ترانزیستور منجر به کاهش g_m شده و ممکن است شرط نوسان را از بین برود. بنابراین معمولاً افزایش فرکانس نوسان با کاهش اندازه القاگر صورت می‌گیرد. اما اندازه القاگر را نیز نمی‌توان از حد معینی کاهش داد. بنابراین نیاز به تعیین کمینه ساز القاگر برای داشتن بیشینه فرکانس نوسان در

نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری است. برای تعیین اندازه L_{min} می‌توان نوشت:

$$\frac{1}{L} \approx C_x \omega^2 \qquad C_x = \left(C_{GS} + 4C_{GD} + C_{DB} + C_L\right) \tag{۳۲}$$

با ترکیب معادله (۳۲) و (۲۲) می‌توان نوشت:

$$C_x\left(g_m - \frac{1}{r_o}\right)L - C_x^{\frac{3}{2}}\sqrt{L} - R_G\left(C_{GS} + 2C_{GD}\right)^2 = 0 \tag{۳۳}$$

معادله فوق کمینه سایز موردنیاز را به دست می‌دهد. با حل رابطه فوق مقدار کمینه اندازه القاگر طبق رابطه (۳۴) به دست می‌آید.

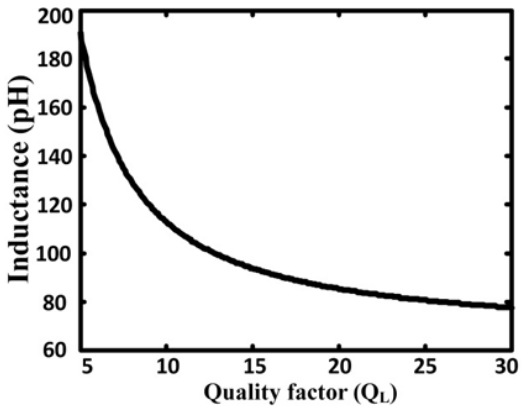
شکل ۸ رابطه (۳۴) را برای کوچک‌ترین مقدار القاگر به‌منظور داشتن بیشینه فرکانس نوسان نشان می‌دهد.

$$L_{\min} = \frac{\left(\frac{C_x^{\frac{3}{2}}}{Q_L} + \sqrt{\frac{C_x^{3}}{Q_L^{2}} + 4R_G C_x\left(C_{GS} + 2C_{GD}\right)^2\left(g_m - \frac{1}{r_o}\right)}\right)^2}{4C_x^{2}\left(g_m - \frac{1}{r_o}\right)^2} \tag{۳۴}$$

همان‌طور که رابطه (۳۴) نشان می‌دهد، می‌توان نشان داد که هر چه کیفیت سلف استفاده‌شده بهتر باشد، می‌توان از اندازه‌های کوچک‌تر القاگر استفاده کرد.

در صورت انتخاب اندازه سلف کوچک‌تر از مقدار تعیین‌شده، نوسان‌ساز نوسان نخواهد داشت. رابطه ارائه‌شده نشان می‌دهد که در فرکانس‌های بالا، مقدار سلف نیز در برقراری شرط نوسان، دخیل است.

به‌عبارت‌دیگر می‌توان گفت که اندازه سلف بیشینه مقدار اکتیوی ساختار را تغییر خواهد داد.



شکل ۸: نمودار رابطه پیشنهادی (۳۴) جهت تعیین کوچک‌ترین سایز القاگر قابل استفاده جهت برقراری شرط نوسان نوسان‌ساز به‌ازای ضریب کیفیت القاگر. مشخصات شبیه‌سازی:

L=۱۵۰ pH ،R=۲ k ،C_L=۸ fF ،V_{DD}=۱/۸ V

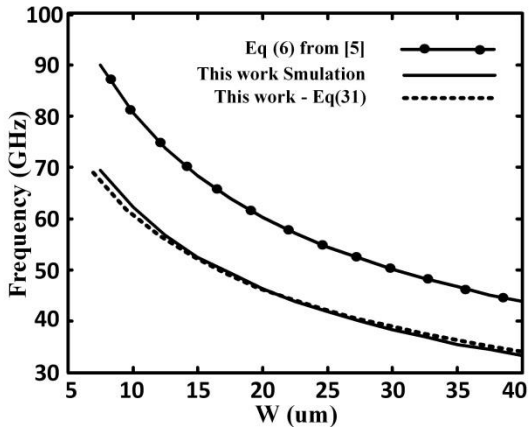
W/L =۱۵/۰/۱۸ um

٤- شبیه‌سازی

به‌منظور ارزیابی روابط ارائه‌شده برای تحلیل پیشنهادی، از نرم‌افزار ADS (Advanced Design System) برای شبیه‌سازی و مقایسه آن با روابط استفاده شده است. در این شبیه‌سازی از تکنولوژی TSMC 0.18um RF و مدل BSIM 4 برای ترانزیستورها استفاده شده است.

در بخش قبلی روابط جدیدی برای فرکانس و شرط نوسان ارائه شد. روابط پیشنهادی نشان می‌دادند که در حدی از فرکانس شرط نوسان نوسان‌ساز از بین رفته و مدار از نوسان می‌افتد. به‌عبارتی، شرط نوسان تابعی از فرکانس نوسان می‌شود. مقاومت R_G، عامل اصلی وابسته شدن شرط نوسان به فرکانس شده است. در صورتی که مقدار این مقاومت صفر باشد شرط نوسان مستقل از فرکانس نوسان خواهد شد و افزایش مقاومت گیت می‌تواند منجر به عدم برقراری شرط نوسان مدار شود. در شکل ۶ وابستگی شرط نوسان به فرکانس نوسان نشان داده شده است. در طرف دیگر، روابط پیشنهادی نشان می‌دهند که خازن پارازیتی فرکانس نوسان نوسان‌ساز را کم می‌کند. در فرکانس‌های باند میلی‌متری، خازن‌های پارازیتی رفتار فرکانسی مدار را به‌شدت تحت تأثیر قرار می‌دهد. در شکل ۹ اثر C_{GD} در فرکانس نوسان نوسان‌ساز تزویج ضرب‌دری نشان داده شده است.

دقت رابطه ارائه‌شده برای فرکانس با استخراج خازن‌های پارازیتی نوسان‌ساز شکل ۱، نوسان ارزیابی شده است. در شکل ۹ رابطه پیشنهادی (۳۱) با رابطه (۶) (رابطه پیشنهادی مرجع [۵]) و شبیه‌سازی مقایسه شده است. در شکل ۹ ملاحظه می‌شود که با صرف‌نظر کردن از خازن گیت- درین خطای زیادی در اندازه فرکانس نوسان ایجاد می‌شود. در رابطه (۳۱)، C_{GD} با ضریب چهار در رابطه فرکانس ظاهر می‌شود و لذا $4C_{GD}$ اثر بیش‌تری نسبت به C_{GS} در فرکانس نوسان دارد. همان‌طور که از شکل ۹ ملاحظه می‌شود، رابطه پیشنهادی (۳۱) منطبق بر شبیه‌سازی است و صرف‌نظر کردن از خازن گیت به درین باعث خطای حدود ۱۴ درصدی در اندازه فرکانس نوسان می‌شود.



شکل ۹: مقایسه فرکانس نوسان نوسان‌گر تزویج ضرب‌دری (رابطه پیشنهادی (۳۱) به‌دلیل عدم صرف‌نظر از C_{GD}، بسیار نزدیک به شبیه‌سازی است. در رابطه مرجع [۵] از C_{GD} صرف‌نظر شده است).

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله نشان داده شد که وجود مقاومت سری گیت علاوه بر محدود کردن بیشینه فرکانس نوسان ترانزیستور، منجر به وابسته شدن شرط لازم نوسان به فرکانس نوسان می‌شود. در فرکانس‌های بالاتر مقاومت سری گیت دامنه نوسان را محدود کرده و بهره حلقه را کم‌تر می‌کند و می‌تواند منجر به از نوسان افتادن نوسان‌گر شود. بنابراین در فرکانس نوسان بالاتر، باید مقاومت سری گیت کاهش یابد. همچنین رابطه جدید ارائه‌شده برای فرکانس نوسان نشان می‌داد که C_{GD} تأثیر بسیار زیادی در رفتار فرکانس بالای مدار داشته و صرف‌نظر کردن از آن، باعث خطای تقریباً ۱۴ درصدی در پیش‌بینی اندازه فرکانس نوسان مدار می‌شود. در این تحلیل اثر ضریب کیفیت القاگر نیز در رفتار مدار بررسی شد. در این بررسی نشان داده است که هرچه ضریب کیفیت القاگر بزرگ‌تر باشد می‌توان از القاگرهای با اندازه کوچک‌تر استفاده کنیم. به‌عبارتی‌دیگر، با ضریب کیفیت بیش‌تر، می‌توان شرط نوسان را در فرکانس نوسان‌های بالاتری برقرار کرد.

مراجع

[1] M. Feiginov, *et al.*, *THz Electronics.*, *Semiconductor Terahertz Technology: Devices and Systems at Room Temperature Operation*, John Wiley & Sons, Ltd. 2015.

[2] E. Seok, D. Shim, C. Mao, R. Han, S. Sankaran, C. Cao, *et al.*, “Progress and challenges towards terahertz CMOS integrated circuits,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 45, pp. 1554-1564, 2010.

[3] W. Wu, J. R. Long and R. B. Staszewski, “High-resolution millimeter-wave digitally controlled oscillators with reconfigurable passive resonators,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, pp. 2785–2794, 2013.

[4] Z. Qiong, K. Ma and K. S. Yeo. “A low phase noise and wide tuning range millimeter-wave VCO using switchable coupled VCO-cores,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62.2, pp. 554-563, 2015.

[5] B. Razavi, “A 300-GHz fundamental oscillator in 65-nm CMOS technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, pp. 894-903, 2011.

[6] M. M. Hella, “Triple-push operation for combined oscillation/division functionality in millimeter-wave frequency synthesizers,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, pp. 1575-1589, 2010.

[7] Y. L. Tang and H. Wang, “Triple-push oscillator approach: Theory and experiments,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1472-1479, 2001.

[8] B. Razavi, “A millimeter-wave circuit technique,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 2090-2098, 2008.

[9] S. Elabd, S. Balasubramanian, Q. Wu, T. Quach, A. Mattamana and W. Khalil, “Analytical and experimental study of wide tuning range mm-wave CMOS LC-VCOs,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, pp. 1343-1354, 2014.

[10] W. Qiyang, S. Elabd, J. J. McCue and W. Khalil, “Analytical and experimental study of tuning range limitation in mm-wave CMOS LC-VCOs,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 2468-2471, 2013.

[11] E. Frank, U. Jörges and S. Hauptmann. “Small signal analysis of quadrature LC oscillator operating at 59–62.5 GHz,” *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 3.6, pp. 322-330, 2009.

[12] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, Tata McGraw-Hill Education, 2002.

[13] S. Gupta, Meeta, "Power gain in feedback amplifiers, a classic revisited," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40.5, pp. 864-879, 1992.

[14] B. Razavi, R. H. Yan and K. F. Lee, "Impact of distributed gate resistance on the performance of MOS devices," *IEEE Transactions on, Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 41, pp. 750-754, 1994.

[15] C. Yuhua, M. Jamal Deen and C. H. Chen. “MOSFET modeling for RF IC design,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52.7, pp. 1286-1303, 2005.