

طراحی تقویت کننده کم نویز چندباند تطبیق پذیر به صورت شبه همزمان

میلاد امیری^۱، محسن جلالی^۲

چکیده

در این مقاله یک تقویت کننده کم نویز چند باند جدید با استفاده از مفهوم سلف های تنظیم شده با ولتاژ معرفی شده است که قادر به دریافت دو باند به صورت همزمان و سه باند به صورت تطبیق پذیر می باشد. در حالی که محل یک باند همواره ثابت است باند دوم، در حالتی شبه همزمان با باند اول، قابلیت تغییر و انطباق با باند جدید دیگری را دارد. جابجایی باندها توسط یک ولتاژ کنترل و خازن ورکتور انجام شده و هیچ گونه سوئیچی در این طرح به کار نمی رود. در طرح معرفی شده، باند ثابت 0.9GHz برای استاندارد GSM و باندهای انطباق پذیر 1.57GHz برای استاندارد GPS و 2.4GHz برای استانداردهای WLAN/Bluetooth در نظر گرفته شده است. پارامتر S21 در این باندها در حد 10dB بوده و S11 نیز بهتر از -15dB است. عدد نویز (NF) در تمامی باندها کمتر از 4dB است. توان مصرفی حدود 6mW است که در مقایسه با کارهای انجام شده قبلی در حد قابل قبول و مناسبی قرار دارد.

کلیدواژه

تقویت کننده کم نویز، گیرنده چندباند، حالت شبه همزمان، باندهای انطباق پذیر.

مقدمه

داده شده است در گیرنده های سوئیچی، مدار تطبیق امپدانس ورودی و یا مدار بار خروجی مجهز به سوئیچ هایی از جنس ترانزیستور MOS است که برای تغییر باند، یکی از المان های مدار را تغییر داده و در نتیجه فرکانس کاری مدار تغییر می کند. در [۲] و [۳] سوئیچی که در مدار تطبیق امپدانس ورودی استفاده شده است در موقع لزوم روشن شده و دو یا تعداد بیشتری ترانزیستور کمکی را با ترانزیستور اصلی موازی کرده و رسانایی متقابل و خازن گیت-سورس معادل تغییر می کند و در نهایت امپدانس ورودی و باند عملکردی مدار نیز تغییر می یابد. در [۴] و [۵] با استفاده از سوئیچی که هم در مدار تطبیق امپدانس ورودی و هم مدار بار خروجی قرار گرفته است مقدار خازن یا سلف مدارهای تشدید تغییر و در نتیجه فرکانس مدار نیز تغییر می کند. در [۶] نیز بوسیله سوئیچ، سلفی که در قسمت بار مدار قرار دارد تغییر پیدا می کند و باند فرکانسی دریافتی تعویض می شود. همچنین می توان با استفاده از سوئیچ، خازن موجود در بار خروجی را تغییر داده تا فرکانس تشدید و باند فرکانس دریافتی نیز تغییر کنند [۷]. در [۸] نیز با روشن و یا خاموش شدن سوئیچ ها، خازن ها در مدار تطبیق

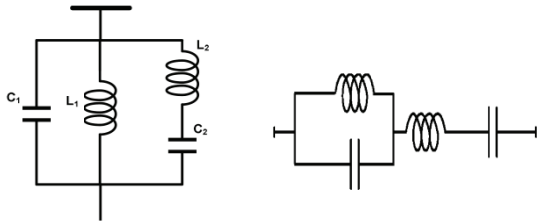
امروزه با توجه به گسترش فناوری های بی سیم، باندهای متنوع به همراه کاربردها و استانداردهای مختلفی برای این فناوری ها بوجود آمده است. افزایش این باندها و استانداردهای متناظر باعث شده است تا گیرنده هایی بوجود آیند که قادر باشند چندین باند را در یک سیستم به طور همزمان دریافت نمایند که از آنها با نام گیرنده های چندباند یاد می شود. به طور معمول برای دریافت چند باند فرکانسی نیاز داریم چند گیرنده را به صورت موازی قرار دهیم. این کار باعث افزایش قابل توجه حجم مدار شده و اجزای بیشتری مورد استفاده قرار می گیرد که در نهایت منجر به مصرف توان بالاتر نیز می شود [۱].

گیرنده های چندباند دارای انواع مختلفی از جمله سوئیچی، همزمان و شبه همزمان هستند. همانطور که در شکل ۱ نشان

^۱ کارشناسی ارشد برق الکترونیک، دانشگاه شاهد، m.amiri@shahed.ac.ir

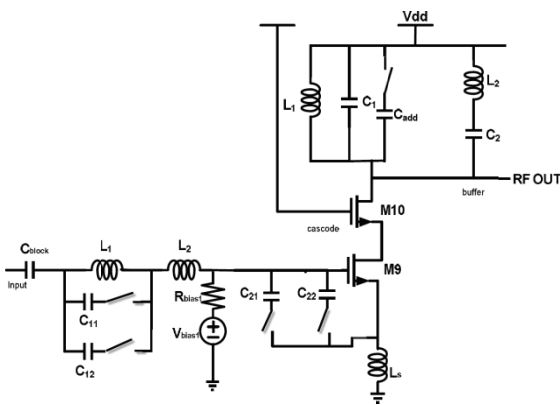
^۲ استادیار دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شاهد

دوباند همزمان استفاده کنیم. در گیرنده های دوباند، مدار تطبیق امپدانس ورودی و مدار بار خروجی معمولا ترکیبی از یک مدار LC موازی و یک مدار LC سری مطابق شکل ۲ می باشند [۱، ۱۰، ۱۱]. بدین طریق می توان دو فرکانس تشدید مجزا بدست آورد که باید متناظر با باندهای مطلوب باشند.



شکل ۲. الف) مدار تطبیق امپدانس ورودی در [۱۰] ب) مدار بار خروجی در [۱۱]

دسته ی سوم گیرنده های چندباند به شبه همزمان موسوم هستند که ترکیبی از گیرنده های سوئیچی و همزمان می باشند بدین صورت که چند باند به طور همزمان دریافت شده اما برخی از این باندها قابلیت تغییر و جابجایی (به طور مثال توسط سوئیچ های تعبیه شده) را دارند [۱۳، ۱۴]. در این نوع گیرنده که به صورت مفهومی در شکل ۳ دیده می شود مدارهای تطبیق امپدانس ورودی و بار خروجی که در گیرنده دوباند همزمان (که در شکل ۲ به آن پرداخته شد) متداول



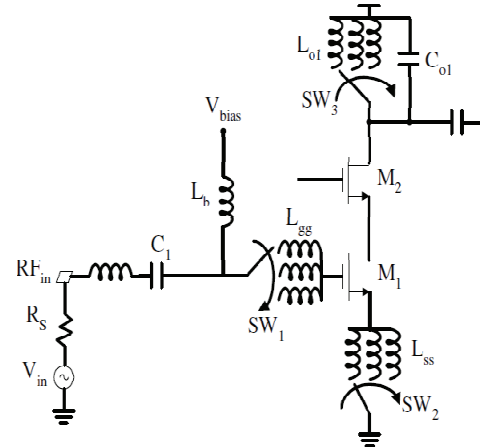
شکل ۳. طرح مداری یک گیرنده ی چندباند شبه همزمان

است وجود دارد اما نکته ی حائز اهمیت وجود سوئیچ هایی است که یکی از اجزای این مدارها را جهت تعویض یک باند تغییر داده و عملکرد سوئیچی در کنار عملکرد همزمان مدار مشهود می باشد.

در این مقاله یک گیرنده ی دوباند شبه همزمان جدید طراحی شده است. در قسمت بعد مدار پیشنهادی تشریح شده است. سپس به شبیه سازی و تحلیل نتایج شبیه سازی پرداخته و در قسمت آخر نتیجه گیری آمده است.

امپدانس ورودی و خروجی تغییر پیدا می کنند تا بتوانند باند فرکانسی دریافتی را تغییر دهند.

یکی از نکات اساسی در گیرنده های چندباند سوئیچی که در شکل ۱ نشان داده شده این است که این گیرنده ها قادر به دریافت چند باند به صورت همزمان نیستند و تنها می توانند با استفاده از سوئیچ موجود، باند فرکانسی دریافتی را تعویض



شکل ۴. طرح مداری یک گیرنده ی چندباند سوئیچی [۴]

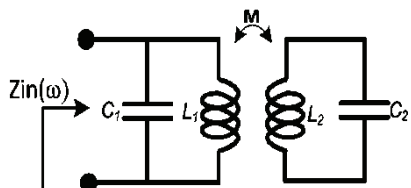
کنند. این موضوع باعث می شود که در زمانی که نیاز به دریافت چند باند به صورت همزمان است، الزاما از چند گیرنده ی مجزا به صورت موازی استفاده شود.

از دیگر مشکلاتی که در گیرنده های سوئیچی وجود دارد این است که به دلیل ساختار سوئیچ که معمولا از نوع ترانزیستور MOS است، حجم بیشتری از مساحت تراشه نسبت به مدارهای بدون سوئیچ اشغال می شود. همچنین سوئیچ در زمان هدایت و یا روشن بودن، دارای مقاومت کانال است که این مقاومت دارای اثر نویزی است و با توجه به اینکه بعضی از سوئیچ ها در ورودی مورد استفاده قرار می گیرند اثر نویز چشم گیرتر خواهد بود.

با توجه به مشکلاتی که از گیرنده های سوئیچی گفته شد نوعی از گیرنده های چندباند بوجود آمدند که برای تغییر باند فرکانسی نیاز به سوئیچ ندارند و با استفاده از یک خازن متغیر یا ورکتور این کار را انجام می دهند [۹]. در این حالت تغییر باند توسط یک ولتاژ کنترل که مقدار ورکتور را تغییر می دهد انجام می شود.

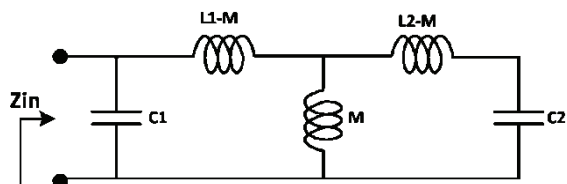
دسته ای دیگر از گیرنده ها که با نام گیرنده های چندباند همزمان مرسوم هستند قادر به دریافت چند باند به صورت همزمان و تنها با استفاده از یک گیرنده می باشند. بر خلاف نوع قبلی، در این نوع گیرنده ها هیچ سوئیچی تعبیه نشده و با استفاده از مدارات مخصوص، چند باند در یک زمان دریافت می شود. به عنوان مثال اگر بخواهیم در یک دستگاه تلفن همراه از استاندارد GSM استفاده کرده و همزمان ارتباط بلوتوث نیز داشته باشیم باید از دو گیرنده به صورت موازی و یا گیرنده ی

مدار گیرنده پیشنهادی



شکل ۵. طرح مدار رزونانس پیشنهادی

مدار معادل مدار پیشنهادی در شکل ۶ نشان داده شده است. نکته‌ای که باید به آن توجه نمود این است که در محاسباتی که



شکل ۶. طرح مدار معادل مدار رزونانس پیشنهادی

در ادامه می‌آید خازن و رکتور به صورت یک خازن ساده در نظر گرفته شده است. با توجه به این مدار معادل و با در نظر گرفتن M به عنوان مقدار اندوکتانس تزویج بین دو سلف اولیه و ثانویه یعنی L1 و L2، امپدانس Zin از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$Z_{in} = \frac{S^3(C_2L_1L_2 - C_2M^2) + SL_1}{S^4(C_1C_2L_1L_2 - C_1C_2M^2) + S^2(C_1L_1 + C_2L_2) + 1} \quad (2)$$

حال لازم است محل نقاط اکسترمم نسبی اندازه Zin را بدست بیاوریم:

$$|Z_{in}| = \frac{\omega^3(K^2C_2L_1L_2 - C_2L_1L_2) + \omega L_1}{\omega^4(C_1C_2L_1L_2 - K^2C_1C_2L_1L_2) - \omega^2(C_1L_1 + C_2L_2) + 1} \quad (3)$$

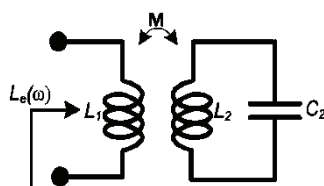
اگر مشتق رابطه (۳) را بدست آوریم و توجه کنیم که K معمولا دارای مقداری کوچکتر از یک بوده که در نتیجه K² را می‌توان در برابر یک صرف نظر کرد، رابطه نهایی و ساده‌شده به صورت زیر خواهد شد:

$$|Z_{in}(\omega)| = \frac{\omega^3(C_2L_1L_2 - C_2M^2) + \omega L_1}{[\omega^4(C_1C_2L_1L_2 - C_2M^2) - \omega^2(C_1L_1 + C_2L_2) + 1]^2} \quad (4)$$

ریشه‌های این رابطه را می‌توان به صورت زیر بدست آورد:

$$\begin{aligned} \omega_1^2 &= \frac{1}{2C_2L_2 - C_1L_1} \\ \omega_2^2 &= \frac{2C_2L_2 - C_1L_1}{C_2L_2(C_2L_2 - 2C_1L_1)} \\ \omega_3^2 &= \frac{2C_1L_1 - C_2L_2}{C_1C_2L_1L_2} \end{aligned} \quad (5)$$

مدار سلف تنظیم شده با ولتاژ در شکل ۴ نشان داده شده است [۱۵]. با توجه به این شکل، خازنی که در سمت راست این مدار وجود دارد با استفاده از وجود ترانس، اثر یک سلف جدید را در سمت چپ مدار ایجاد می‌کند که می‌توان از آن با عنوان سلف متغیر کنترل شده با ولتاژ نام برد زیرا طبق رابطه زیر با تغییر مقدار خازن C2، اندوکتانس مشاهده شده نیز تغییر خواهد کرد [۱۵].



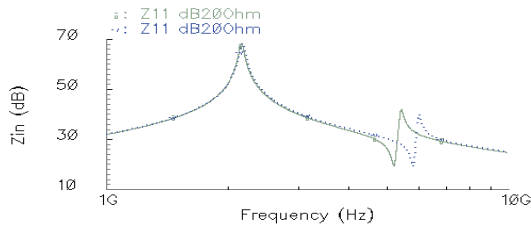
شکل ۴. طرح مداری سلف تنظیم شده با ولتاژ [۱۵]

$$\Delta L(\omega) = L_e(\omega) - L_1 = \frac{L_2C_2\omega^2}{1 - L_2C_2\omega^2} K^2L_1 \quad (1)$$

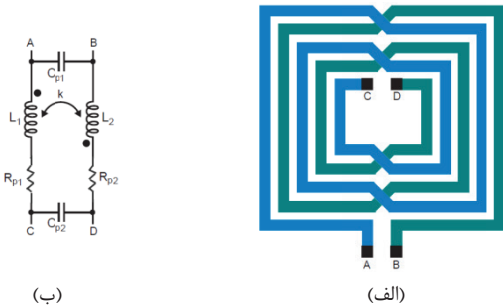
که در این رابطه، L1 سلف اولیه، L2 سلف ثانویه، C2 خازن موجود در سمت ثانویه و K، ضریب تزویج بین سلف‌های L1 و L2 می‌باشد. همچنین L_e(ω)، سلف موثر دیده شده در سمت اولیه مدار است که تحت تاثیر خازن C2 قرار دارد. با توجه به این رابطه، این مدار تنها در فرکانس‌های مشخصی رفتار سلفی داشته و در بقیه‌ی فرکانس‌ها دارای رفتار خازنی خواهد بود [۱۵].

در این مقاله ثابت خواهیم کرد که با اضافه کردن یک خازن به سیم‌پیچ اولیه ترانس در سلف تنظیم شده با ولتاژ می‌توان از آن برای دریافت دو باند به صورت همزمان استفاده کرد. همانطور که در شکل ۵ نشان داده شده است این مدار از یک ترانسفورماتور دارای تزویج ساخته شده است به طوری که سیم پیچ‌های اولیه و ثانویه با خازن از نظر فرکانسی تنظیم شده‌اند. برای درک نحوه‌ی کار این مدار باید امپدانس ورودی آن محاسبه و تحلیل شود. برای این کار، مدار معادل T ترانس را بدست آورده و از روی آن به محاسبه‌ی امپدانس ورودی می‌پردازیم.

مقدار بیشینه‌ی اول در هر دو حالت ثابت بوده و مقدار بیشینه‌ی دوم به همراه مقدار کمینه، با تغییر مقدار خازن C2 جابجا می‌شوند.



شکل ۷. مشخصه امپدانسی مدار شکل ۵ برای دو مقدار متفاوت از خازن C2 طرح جانمایی (Layout) و مدار معادل ترانسفورمر استفاده شده در شکل ۵ به ترتیب در شکل ۸ الف و ب نشان داده شده است.



شکل ۸. ترانسفورمر استفاده شده در مدار رزونانس پیشنهادی (الف) طرح جانمایی (ب) مدار معادل

در مدار معادل استفاده شده در آنالیزها مقدار مقاومت‌های پارازیتی موجود در سلف‌ها دارای اندازه‌ای حدود 10Ω می‌باشند که معادل ضریب کیفیتی حدود ۷ می‌باشد.

مدار کلی پیشنهادی

طرح کلی مدار LNA در شکل ۹ نشان داده شده است. همان‌طور که از این طرح برمی‌آید مدار تشدید جدید در ورودی و به

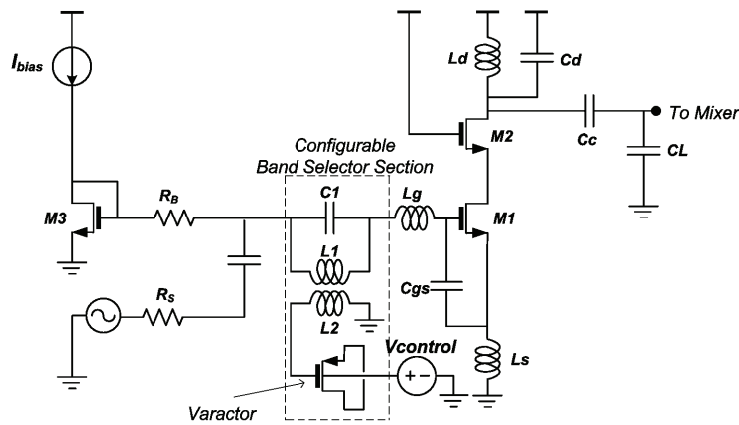
حال با توجه به سه فرکانس بدست آمده می‌توان گفت که فرکانس ω_1 نزدیک به مبدأ مختصات بوده و فرکانس ω_2 دور از مبدأ مختصات و در نهایت فرکانس ω_3 در حد فاصل بین این دو قرار دارد که در واقع فرکانس‌های دور و نزدیک همان نقاط بیشینه‌ی Zin بوده و فرکانس میانی یک کمینه می‌باشد. به عبارت دیگر توسط این مدار می‌توانیم در دو باند مجزا دریافت داشته باشیم که همان نقاط بیشینه‌ی مشخصه‌ی امپدانسی خواهند بود.

در قدم بعد باید مشخص کرد که محل کدامیک از این باندها را می‌توان با یکی از المان‌ها و ترجیحاً خازن C2 تغییر داده و به عبارتی جابجا کرد. با توجه به رابطه‌ی بدست آمده برای دو فرکانس ω_1 و ω_3 می‌توان مشتق جزئی این دو عبارت را نسبت به C2 محاسبه کرده که نتیجه‌ی آن به صورت روابط زیر است:

$$\frac{\partial \omega_1^2}{\partial C_2} = \frac{-2}{L(2C_2 - C_1)^2}$$

$$\frac{\partial \omega_3^2}{\partial C_2} = \frac{-2}{LC_2^2} \quad (6)$$

در صورتی که فرض کنیم مقدار C1 خیلی بزرگتر از C2 است مشخص است که تغییر ω_3 با تغییر C2 بیشتر بوده و بنابراین می‌توان با تغییر مقدار خازن C2، مکان بیشینه امپدانسی که فاصله‌ی بیشتری از مبدأ مختصات دارد را تغییر داد. بنابراین با توجه به روابطی که بیان شد می‌توان به طراحی مداری پرداخت که همزمان دو باند فرکانسی را دریافت نماید و با تغییر ظرفیت یک خازن یکی از باندها ثابت مانده در حالی که باند دیگر تغییر می‌کند. مشخصه امپدانسی این مدار برای دو مقدار متفاوت از C2 در شکل ۷ نشان داده شده است. با توجه به این شکل،



شکل ۹. طرح مداری پیشنهادی

حال با فرض اینکه C1 بزرگتر از C2 و Cgs است قسمت موهومی در فرکانس‌های زیر صفر می‌شود:

$$\omega_1^2 \approx \frac{1}{C_{gs}(L_g + L_s)}$$

$$\omega_2^2 \approx \frac{1}{C_2 L_2 (1 - K^2)} \quad (10)$$

پس در دو صفر بدست آمده، مدار تطبیق کامل دارد. همان‌طور که از رابطه‌ی (10) مشخص است صفر اول نسبت به خازن C2 ثابت بوده اما مکان صفر دوم با تغییر مقدار خازن C2 جابجا خواهد شد.

در نتیجه مدار همواره دو باند را به صورت همزمان دریافت می‌کند که یکی از این دو باند با فرکانس 0.9GHz همیشه ثابت بوده و با تغییر یک ولتاژ کنترل باند دوم جابجا می‌شود. در حقیقت با ولتاژ کنترل صفر ولت، باند 2.4GHz و با ولتاژ کنترل 1.5V، به باند 1.57GHz دست می‌یابیم. مقادیر اندازه‌ی المان‌های مدار در جدول ۱ نشان داده شده است.

جدول ۱. مقادیر اندازه‌ی المان‌های استفاده شده در مدار پیشنهادی

پارامتر	مقدار
M1	8*86um/0.18um
M2	2*86um/0.18um
M3	34.1um/0.18um
M4	5*18um/0.18um
L1, L2	10nH
C1	2pF
Lg	12nH
Ls	0.5nH
Ld	5nH

نتایج طراحی

طراحی مدار LNA با استفاده از فناوری 0.18μm و با ولتاژ تغذیه 1.8V انجام شده است. پس از انجام شبیه‌سازی، S₂₁ و S₁₁ و عدد نویز به صورت آنچه که به ترتیب در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ و ۱۲ نشان داده شده برای باندهای 0.9GHz و 1.57GHz آمده است. با توجه به شکل‌ها، بهره‌ی 15dB و 10dB به ترتیب برای باندهای اول و دوم بدست آمده است. پارامتر S₁₁ نیز برای هر دو باند بهتر از -15dB بوده و پارامتر عدد نویز برای تمامی باندها کمتر از 4dB است که مقدار مناسبی می‌باشد.

منظور ایجاد تطبیق امپدانس ورودی مدار به کار رفته است. آرایش مدار از نوع سورس مشترک و سلف تبهگنی است که برای عایق‌سازی بیشتر از تکنیک سری‌سازی استفاده شده است. در واقع ترانزیستور M1 ترانزیستور اصلی و ترانزیستور M2 ترانزیستور بیس- مشترک بافر جریان می‌باشد. ترانزیستور M3 نیز به منظور تامین بایاس استفاده شده است. در حالت کلی به جای خازن C2 در شماتیک از یک ورکتور یا همان خازن متغیر با ولتاژ استفاده می‌کنیم. برای ساخت این ورکتور از یک ترانزیستور MOS نوع n یا p می‌توانیم استفاده کنیم. در این مدار از یک ورکتور با ترانزیستور pmos استفاده شده است که به ازای دو ولتاژ مختلف، دو ظرفیت متفاوت را نشان می‌دهد که منجر به دریافت دو باند فرکانسی متفاوت خواهد شد. در مدار تشدید خروجی از یک سلف با ضریب کیفیت پایین استفاده شده است که لازم است در فرکانس رزونانسی تقریباً بین باندهای قابل دریافت (در این کار حدود 1.6GHz) تنظیم شود.

جهت بررسی وضعیت تطبیق ورودی، رابطه‌ی امپدانس ورودی این مدار باید بررسی شود. رابطه‌ی این امپدانس به صورت زیر است:

$$Z_{in} = S(L_g + L_s) + \frac{1}{S C_{gs}} + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + \frac{S^3 L_1 L_2 C_2 + S L_1 - S^3 M^2 C_2}{S^2 C_2 L_2 + S^2 C_1 L_1 + S^4 C_1 L_1 C_2 L_2 - S^4 M^2 C_1 C_2 + 1} \quad (7)$$

حال با قرار دادن S=jω و جداسازی قسمت‌های حقیقی و موهومی خواهیم داشت:

$$\text{Re}[z_{in}] = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} = 50\Omega$$

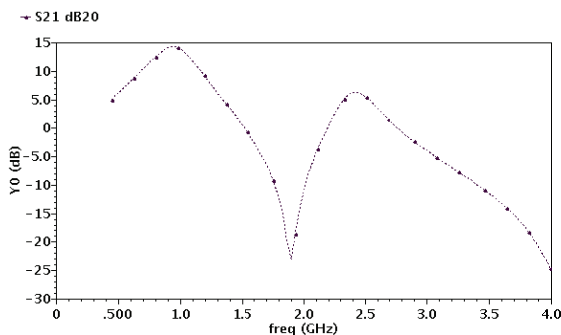
$$\text{Im}[z_{in}] = \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{\omega^3(K^2 C_2 L_1 L_2 - C_2 L_1 L_2) + \omega L_1}{\omega^4(C_1 C_2 L_1 L_2 - K^2 C_1 C_2 L_1 L_2) + \omega^2(C_1 L_1 + C_2 L_2) + 1} = 0 \quad (8)$$

پس برای اینکه بتوانیم در نقاط مورد نظر تطبیق کامل داشته باشیم، باید قسمت حقیقی برابر ۵۰ اهم و قسمت موهومی در فرکانس‌های مورد نظر برابر صفر باشد پس داریم:

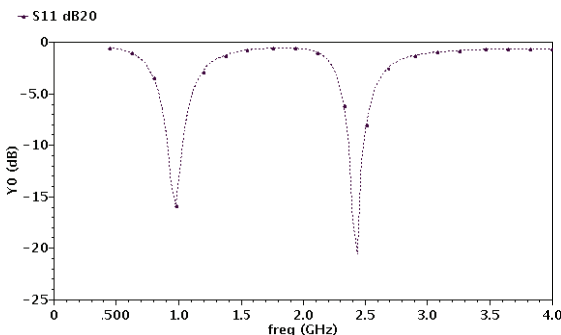
$$\omega^4[(C_{gs} L_g + L_s)(C_1 C_2 L_1 L_2 - K^2 C_1 C_2 L_1 L_2)] + \omega^2[C_{gs}(L_g + L_s)(C_1 L_1 + C_2 L_2) + (C_1 C_2 L_1 L_2 - K^2 C_1 C_2 L_1 L_2)] + C_{gs}(C_2 L_1 L_2 - K^2 C_2 L_1 L_2) + [C_{gs} L_1 + C_{gs}(L_g + L_s) + (C_1 L_1 + C_2 L_2)] = 0 \quad (9)$$

نتیجه گیری

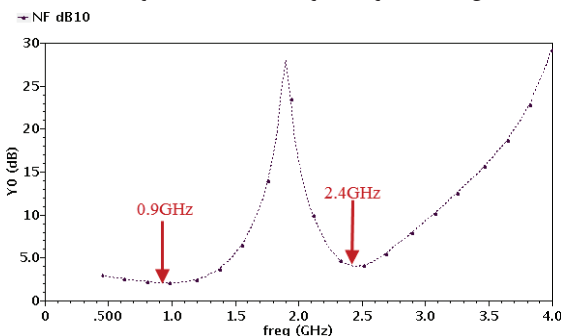
یک مدار LNA چندباند جدید که قادر به دریافت سه باند به صورت همزمان و تطبیق پذیر است ارائه شده است. با طراحی یک مدار تشدید جدید و بدون استفاده از سوئیچ، در دو باند همزمان 0.9GHz برای استاندارد GSM و 1.57GHz برای استاندارد GPS قابلیت دریافت وجود دارد. با استفاده از یک ورکتور که با تغییر ولتاژ، ظرفیت خازنی آن تغییر می کند مکان باند دوم را می توان از 1.57GHz به 2.4GHz تغییر داد. بهره، عملکرد نویزی مدار، مصرف توان و تطبیق امپدانس مدار در سطح مناسب و قابل قبولی قرار دارد.



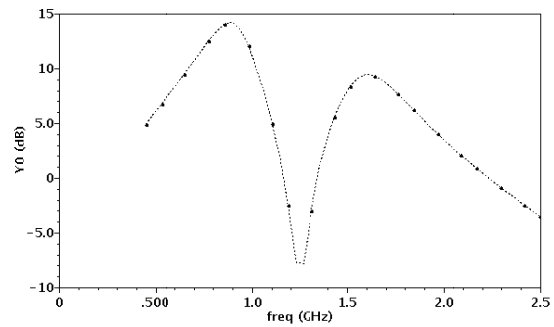
شکل ۱۳. S_{21} مدار LNA برای باندهای 0.9GHz و 2.4GHz



شکل ۱۴. S_{11} مدار LNA برای باندهای 0.9GHz و 2.4GHz

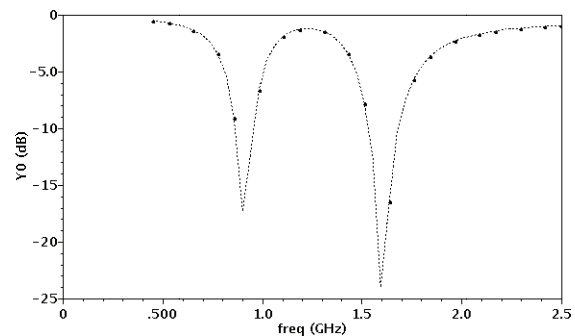


شکل ۱۵. نویز فیگر مدار LNA برای باندهای 0.9GHz و 2.4GHz

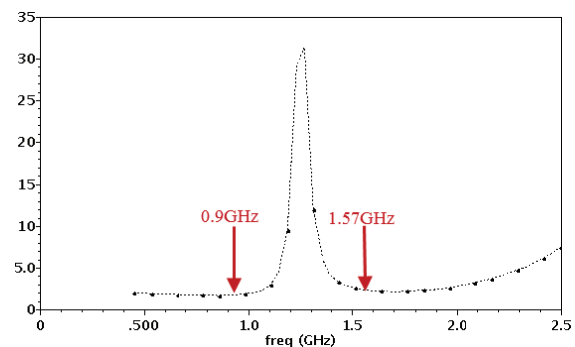


شکل ۱۰. S_{21} مدار LNA برای باندهای 0.9GHz و 1.57GHz

در مرحله ی بعد ولتاژ اعمالی به ترانزیستور ورکتور را تغییر داده و یکی از باندهای دریافتی تغییر می کند. در این قسمت باندهای 0.9GHz و 2.4GHz دریافت می شوند. پارامترهای S_{21} ، S_{11} و عدد نویز به ترتیب در شکل های ۱۳ و ۱۴ و ۱۵ نشان داده شده است.



شکل ۱۱. S_{11} مدار LNA برای باندهای 0.9GHz و 1.57GHz



شکل ۱۲. نویز فیگر مدار LNA برای باندهای 0.9GHz و 1.57GHz

در این حالت نیز پارامتر S_{21} برای یکی از باندها نزدیک به 15dB و برای باند دیگر نزدیک به 7dB است و S_{11} برای هر دو باند دارای مقداری بهتر از -15dB می باشد. عدد نویز نیز برای یکی از باندها نزدیک به 2 و برای باند دوم نزدیک به 4dB است. در جدول ۲ مقایسه ای از پارامترهای اندازه گیری شده در این مدار با کارهای انجام شده ی قبلی آمده است. همان طور که مشخص است عملکرد نویزی و مصرف توان مناسب است.

جدول ۲. مقایسه‌ی پارامترهای این مدار با کارهای انجام شده قبلی

	[1]	[2]	[5]	[14]	[10]	This work
S_{21} (dB)	15.5	10.9	10.24	14.65	12.2	14.47
S_{11} (dB)	-15	-11	-10.45	-22.8	-8.5	-18.7
NF(dB)	4.5	3.7	3.56	3.68	0.53	2.3
Process (μ m)	0.35	0.18	0.18 CMOS	0.13	0.15 GaAs	0.18 CMOS
Vdd(V)	2.5	1.8	3	1.2	4	1.8
No. of Bands	2	2	2	4	2	3
Type	Concurrent	switching	switching	Pseudo concurrent	Concurrent	Pseudo concurrent
Power(mW)	10	11.7	33.1	12	40	5.976

Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE) , 2011, pp. 73-77.

مراجع

- [6] Z. Liu, and J. Wang, "A 0.18 μ m CMOS Reconfigurable Multi-band Multi-gain Low Noise Amplifier," in International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011, pp. 961-964.
- [7] A. Bayramnejad, D. Asemani and S. Zokaei, "A tunable multi-band CMOS LNA for mobile WiMAX," in European Conference on Circuit Theory and Design, 2009. ECCTD, 2009, pp. 279-282.
- [8] M.T. Mustaffa, A. Zayegh and T.Z.A Zulkifli, "A Reconfigurable LNA for Multi-Standard Receiver using 0.18 μ m CMOS Technology," in IEEE student conference on research and development(SCOReD2009), 2009, pp. 238-241.
- [9] K. Li, B. You, J. Wen, and L. Sun, "A multi-band low-noise amplifier with MOS varactors for wireless application," in International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011, pp. 3494-3497.
- [10] X. Duo, L.R. Zheng, M. Ismail, and H. Tenhunen, "A concurrent multi-band LNA for multi-standard radios," in IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS., 2005, pp. 3982-3985.
- [1] H. Hashemi, and A. Hajimiri, "Concurrent multiband low-noise amplifiers-theory, design, and applications," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 1, pp. 288-301, 2002.
- [2] L.H. Lu, H.H. Hsieh, and Y.S. Wang, "A compact 2.4/5.2-GHz CMOS dual-band low-noise amplifier," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 10, pp. 685-687, 2005.
- [3] A.T. Phan, and R. Farrell, "Reconfigurable multiband multimode LNA for LTE/GSM, WiMAX, and IEEE 802.11. a/b/g/n," in International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 2010, pp. 78-81.
- [4] T. Ragheb, H. Nejati, A. Nieuwoudt, and Y. Massoud, "Parasitic-aware analytical modeling of fully integrated switchable narrow-band cmos low noise amplifiers," in IEEE Annual Wireless and Microwave Technology Conference, 2006. WAMICON'06., 2006, pp. 1-5.
- [5] JM. Khoo, MT. Mustaffa, N. Mohd Noh, A. Abd Manaf, and O. Sidek, "A switchable multi-standard LNA for mobile communications," in IEEE International

- multi-standard applications," IEICE Electronics Express, vol. 4, no. 5, pp. 159-164, 2007.
- [16] V. K. Dao, Q. D. Bui, and C. S. Park, "A multi-band 900MHz/1.8 GHz/5.2 GHz LNA for reconfigurable radio," in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007, pp. 69-72.
- [17] G.Z. Fatin, Z.D. Koozehkanani, and H. SJÖLAND, "A 90 nm CMOS+ 11 dbm IIP3 4 mW dual-band LNA for cellular handsets," IEEE microwave and wireless components letters, vol. 20, no. 9, pp. 1531-1309, 2010.
- [18] M.T., "A reconfigurable LNA for multi-standard receiver using 0.18 μ m CMOS technology,".
- [11] S. Datta, K. Datta, A. Dutta, and T.K. Bhattacharyya, "Fully concurrent dual-band LNA operating in 900 MHz/2.4 GHz bands for multi-standard wireless receiver with sub-2dB noise figure," in 3rd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2010, pp. 731-734.
- [12] C.Y. Kao, Y.T. Chiang, and J.R. Yang, "A concurrent multi-band low-noise amplifier for WLAN/WiMAX applications," in IEEE International Conference on Electro/Information Technology, EIT., 2008, pp. 514-517.
- [13] HM. Lavasani, B. Chaudhuri, and S. Kiaei, "A pseudo-concurrent 0.18 μ m multi-band CMOS LNA," in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2003, pp. 695-698.
- [14] S. Datta, A. Dutta, K. Datta, and T.K. Bhattacharyya, "Pseudo concurrent quad-band LNA operating in 900 MHz/1.8 GHz and 900 MHz/2.4 GHz bands for multi-standard wireless receiver," in 24th International Conference on VLSI Design (VLSI Design), 2011, pp. 124-129.
- [15] MB. Vahidfar, and O. Shoaie, "A new reconfigurable LNA enhanced by programmable load and capacitive feedback for