

طراحی نوسان ساز با نویز فاز کم بر پایه فیلتر بیضوی در باند X

علیرضا بیات^۱، امیر هوشنگ رشوند^{۲*}

۱- استادیار- دانشکده فنی مهندسی برق- دانشگاه بین المللی امام خمینی - قزوین- ایران

abaiat@ikiu.ac.ir

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد - دانشکده فنی مهندسی برق - دانشگاه بین المللی امام خمینی - قزوین - ایران

hoshang62228@gmail.com

چکیده: کارکرد صحیح یک سیستم رادیویی می تواند منجر به ارائه خدمات با کیفیت در یک سازمان هوشمند گردد. در این راستا طراحی یک نوسان ساز با پارامترهای مناسب می تواند تاثیر بسزایی در عملکرد نهایی یک سیستم مخابراتی داشته باشد. در این مقاله، یک نوسان ساز کنترل شده با ولتاژ، در باند X، که از یک تشدیدگر فعال استفاده می کند، مورد بررسی قرار می گیرد. در طراحی از یک فیلتر بیضوی بعنوان تثبیت کننده فرکانس و از ترانزیستور NESG2030M04 استفاده شده است. ایده خاص در این مسئله بهینه سازی فیلتر میان گذر به عنوان عنصر پایدار ساز فرکانس در گزینش هر چی بهتر فرکانس مورد نظری باشد. نوسان ساز طراحی شده با فیلتر غیر فعال نویز فازی برابر با 145 dBc/Hz در فرکانس آفست 1 MHz را دارا می باشد. لیکن به منظور بهبود پارامتر حیاتی نویز فاز در نوسان ساز از تکنیک تشدیدگر فعال و فیلتر بیضوی بکار گیری شده است. پس از اعمال این روش در طراحی نوسان ساز، نویز فازی برابر با 154 dBc/Hz در فرکانس آفست 1 MHz رقم خورد.

واژه های کلیدی: نوسان ساز، نویز فاز، تشدیدگر فعال، فیلتر بیضوی، سیستم رادیویی

تاریخ ارسال مقاله: ۹۹/۳/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۹۹/۴/۹

نام نویسنده مسئول: امیر هوشنگ رشوند*

۱- مقدمه

حل این مشکل، چندین نوع نوسان ساز ریزموج صفحه‌ای به عنوان جایگزین نوسان‌سازهای بر پایه تشدیدگرهای عایقی معرفی شده‌اند.

تمرکز اکثر تحقیقات انجام شده روی طراحی تک تشدیدگرهای نوع صفحه‌ای با ضریب کیفیت بالا تمرکز کرده‌اند، مانند تشدیدگر hair-pin [۳]، تشدیدگرهای فعال [۴]، تشدیدگرهای split-ring [۵]، تشدیدگرهای spiral [۶] و تشدیدگرهای حلقه‌ای. این تشدیدگرها معمولاً در گیت یا بیس‌افزارهای فعال به عنوان المان‌های تثبیت‌کننده فرکانس در یک آرایش پس خورد سری قرار می‌گیرند. ابتدا نوسان‌سازها به طرز گسترده‌ای از تشدیدگرهای بر پایه خط انتقال مانند تشدیدگر حلقه‌ای، یا تشدیدگر hair-pin یا spiral استفاده می‌کردند. کاربرد این تشدیدگرها در طراحی نوسان‌سازهای صفحه‌ای می‌باشد. متأسفانه این تشدیدگرها از ضریب کیفیت بالایی برخوردار نیستند و در نتیجه برای طراحی نوسان‌ساز با نویز فاز کم مناسب نمی‌باشند. یک راه برای کاهش نویز فاز بکارگیری فیلتر باند میانی با درجه بالا در حلقه پس خورد نوسان‌سازها می‌باشد [۷، ۸]. این تشدیدگرها به سبب بهره‌گیری از roll off تیزتر در باند میانی خود از ضریب کیفیت بالاتری نسبت به تک تشدیدگرها برخوردار هستند [۸]. ضریب کیفیت بدون بار تشدیدگرهای صفحه‌ای چاپ شده به سبب تلف‌های تشعشعی، هدایت و عایقی محدود می‌باشد. یک تشدیدگر فعال می‌تواند برای جبران تلف‌های انرژی در تشدیدگر غیرفعال طراحی شود [۹، ۱۰]. در مراجع [۱۱-۱۳] تشدیدگرهای فعال در یک آرایش سری نوسان‌ساز کم نویز به عنوان المان تثبیت‌کننده فرکانس بکار رفته‌اند. در این مقاله ما سعی می‌کنیم با استفاده از تکنیک افزایش ضریب کیفیت در رزوناتور نویز فاز را تا حد ممکن کاهش دهیم. برای این منظور در ساختار فیدبک به سراغ فیلتر میان گذر رفته و با پارامترهای نظیر پهنای باند، تلفات بازگشتی و قردادان محل مناسب برای صفرهای انتقال ضریب کیفیت را تا حد ممکن بهبود دهیم.

۲- مدلسازی و روش تحقیق و خصوصیات یک

نوسان‌ساز

در بین پارامترهای مهم یک نوسان‌ساز، نویز فاز آن از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است چرا که این پارامتر در سیستم‌های دارای چندین کانال فرکانسی مجاور، منشا ایجاد تداخل خواهد بود و لذا تخمین و اندازه‌گیری نویز فاز بسیار حائز اهمیت است.

یک نوسان‌گر ریزموج، یکی از مهم‌ترین بخش سیستم‌های میکروویوی و رادیویی است. پروسه طراحی نوسان‌گر امری است مشکل که شامل تطبیق امپدانس، طراحی فیلتر میان‌گذر، و پیدا کردن عنصر غیر خطی و ... می‌باشد که البته مهم‌ترین پارامتر در اسیلاتورها کاهش نویز فاز آن می‌باشد که در کیفیت نهایی سیگنال نهایی تأثیرگذار است. از جمله کاربردهایی آن در حلقه‌های قفل فاز^۱، بازیابی کلاک و اطلاعات^۲، سینتی‌سایزرها^۳، فرکانس مبدل آنالوگ به دیجیتال^۴ کاربرد دارند. نوسان‌ساز کنترل شده با ولتاژ یکی از مهم‌ترین بلوک‌های ساختاری در فرستنده - گیرنده‌های فرکانس رادیویی می‌باشد. امروزه به دلیل تأثیر مستقیم نویز فاز بر میزان اطلاعاتی که می‌توان در یک ارتباط ارسال یا دریافت کرد، امروزه طراحان همواره سعی کرده‌اند که نویز فاز را کاهش دهند تا فرکانس دقیقی در مبدأ تولید کنند تا هزینه بلوک‌های بعدی کاهش یابد به همین دلیل کاهش نویز فاز در اسیلاتورها الان به عنوان یک دغدغه برای طراحان مطرح است؛ و همچنین براساس استاندارد 5G که طراحان اسیلاتور سعی می‌کنند که پهنای باند را تا حد ممکن کاهش دهند. [۱] و همچنین پیدا کردن فرکانس مورد نظر در 5G همچنان یک دغدغه شرکت‌های بزرگ مخابراتی است. [۲]

نوسان‌سازها در ابتدا با استفاده از بازخورد مثبت ناپایدار شده و دامنه نوسان روبه افزایش می‌نهد اما در دامنه معین این افزایش متوقف شده و نوسان‌ساز در آن دامنه شروع به نوسان می‌کند. نویز فاز از مهم‌ترین پارامترهای اسیلاتور است. و یک راه کم کردن نویز فاز استفاده از ضریب کیفیت بالاست. و این ضریب کیفیت بالا توسط مشدهای عایقی ساخته می‌شوند. ولی مشدهای عایقی دارای ابعاد بزرگی می‌باشند. برای حل این مشکل از چند مشدد بر روی ریز نوار استفاده شده است؛ و همین تشدیدگرها از افزارهای فعال مانند HBT و FET هم استفاده می‌کنند. علاوه بر این از تکنیک فیلتر بیضوی که ضریب کیفیت بالایی ایجاد می‌کند به کار رفته است.

متداول‌ترین روش برای حصول نویز فاز کم در نوسان‌سازهای ریزموج بکارگیری تشدیدگرهای با ضریب کیفیت بالا مانند تشدیدگرهای عایقی (DR) می‌باشد. اما به سبب ساختار غیرصفحه‌ای و بزرگ خود، قابلیت مجتمع سازی ندارند. برای

¹ Phase Locked Loop(PLL)

² Clock and Data Recovery(CDR)

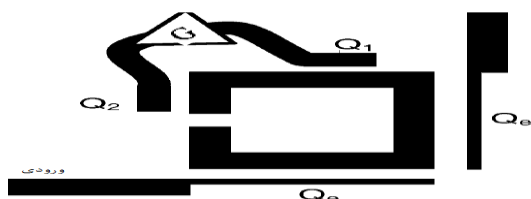
³ Synthesizer

⁴ Analog to Digital Converter(ADC)

اساس برای بهینه سازی یک فیلتر فعال برای نوسان سازهای کم نویز، یک معیار شایستگی نویز فاز به صورت زیر تعریف می شود:

$$PNFOM = 10 \times \text{Log} \left(\frac{F}{QL_2} \right) \quad (5)$$

که F، عدد نویز فیلتر است. هر چه PNFOM کوچک تر باشد، برای کاربرد نوسان سازهای کم نویز مطلوب تر است. یک تشدید گر مربعی حلقه باز به همراه حلقه باز خورد فعالش در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل ۱ - تشدیدگر حلقه باز مربعی با یک حلقه باز خورد فعال برای جبران تلف

ضریب کیفیت خارجی Qe بیانگر بارگذاری ورودی و خروجی تشدیدگر است. از طرف دیگر ضریب کیفیت های خارجی Q1 و Q2 اثرهای بارگذاری ناشی از بهره طبقه ورودی و خروجی را به ترتیب مشخص می کند. بهره ولتاژ تقویت کننده است. فاز حلقه باز خورد فعال باید یک مضرب صحیح ۳۶۰ درجه برای جبران تلف باشد. تحلیل نویز تشدیدگرهای فعال نشان می دهد که سهم موج نویز C1 با عدد نویز تشدیدگر، زمانی که حلقه باز خورد فعال مشابه زیر طراحی شود، کم می شود [۱۶]، [۱۷]:

$$Q_2 = G^2 Q_1 \quad (6)$$

با ارضای شرط فوق تشدیدگر فعال به کمینه عدد نویز خود می رسد. که برابر است با:

$$F_{\min} = F_{\text{passive}} + \left(\frac{Q_e}{Q_u} \right) M \quad (7)$$

$$M = \frac{F_A - 1}{1 - \frac{1}{G_2}}$$

$$F_{\text{passive}} = 1 + \frac{Q_e}{2Q_u} \quad (8)$$

که F_{passive} عدد نویز تشدیدگر غیر فعال، FA عدد نویز تقویت کننده و M نویز اندازه گیری شده تقویت کننده می باشد. مدل ترانزیستور NESG2030M04 می باشد. این ترانزیستور یک ترانزیستور اثر میدان ناهمگون است که با بهره گیری از این تکنیک الکترون های تحریک بالایی ایجاد می کند.

علاوه بر اندازه گیری نویز فاز (و حتی مهم تر از آن)، موضوع کاهش نویز فاز می باشد ...

یک فرمول تقریبی ولی کاربردی و عملی برای نویز فاز نوسان سازها، فرمول لیسان [۱۰، ۱۴، ۱۵] است.

$$\left(\frac{P_{SB}}{P_c} \right) = \left(\frac{LFKT}{P_c} \right) \left[\left(\frac{\omega_c}{\omega_{m3} * \tau_{d2}} \right) + \left(\frac{1}{\omega_{m2} * \tau_{d2}} \right) + 1 \right] \quad (1)$$

فرمول (۱) نشان می دهد که نویز فاز نویز با افزایش تاخیر گروه یا به طور معادل QL کاهش می یابد. یک راه برای حصول تاخیر گروه بالا بکارگیری فیلترهای باند میانی با درجه بالا در حلقه باز خورد نوسان ساز است. از طرف دیگر طبق فرمول (۱)، تلف عبوری پارامتر مهم دیگری است که مستقیماً بر عملکرد نویز فاز تاثیر می گذارد. در نتیجه پارامتر جدیدی تعریف می شود [۱۵]:

$$PNFOM = 10 \times \text{Log} \left(\frac{L}{\tau_{d2}} \right) \quad (2)$$

شایستگی هست و هر چه نویز فاز کاهش یابد مقدار معیار فوق کوچک تر می شود.

$$PNFOM = 10 \times \text{Log} (|S_{21}|) - 20 \text{Log} \left(\frac{d|S_{21}|}{d\omega} \right) \quad (3)$$

Q_u تشدید گر توسط یک تشدید گر حلقه باز مربعی میکرواستریپ ۷ GHz روی یک زیر لایه Rogers RT/Duroid (H=31 mil, 5880, $\epsilon_r=2.2$) استفاده شده در نرم افزار IE3D مشخص می شود. Q_u محاسبه شده برابر با ۲۵۰ است. خط انتقال ربع موج برای بیان تزویج ها و امپدانس مشخصه ها بکار رفته است.

یک نوسان ساز می تواند با فراهم کردن باز خورد مثبت برای یک تقویت کننده پایدار طراحی شود. نوسان در فرکانسی رخ می دهد که بهره حلقه بسته برابر با یک شود. مطابق فرمول لیسان در [۱۴] نویز فاز نوسان ساز متناسب با عکس مربع ضریب کیفیت با بار شبکه باز خورد خواهد بود که خود QL به صورت زیر تعریف می شود:

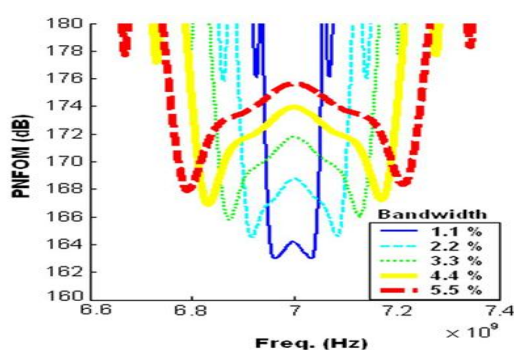
$$Q_L = \frac{\omega_0}{2} \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega = \omega_0} \quad (4)$$

که $\phi(\omega)$ پاسخ فازی شبکه باز خورد به عنوان یک تابع فرکانس (ω) است. معمولاً از یک تشدیدگر غیرفعال برای بالا بردن ضریب کیفیت استفاده می شود. پس از ساده سازی روابط (۲) و (۳) و این که کار کردن با ضریب کیفیت، پارامتر ملموس تری هست از رابطه (۲) به رابطه (۵) می رسیم. بر همین

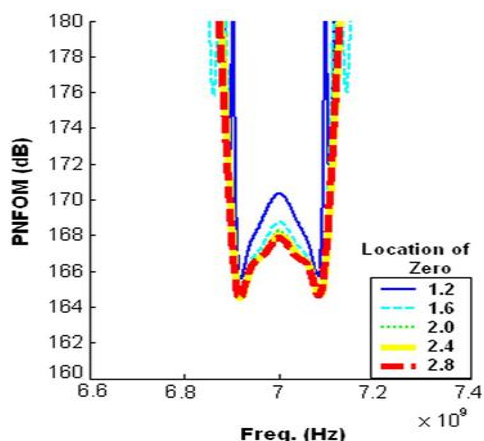
نوسان ساز را نگه داشته شود. تقارن فرد شکل موجها به این علت که آنها کمینه نویز فرکانس تبدیل به فرکانس بالا شده در نوسان سازها را نتیجه می دهند، مناسب اند [۱۵، ۱۹، ۲۰]

۳- بهینه سازی و تحلیل ساختار پیشنهادی

در این قسمت با بررسی سه پارامتر پهنای باند BW، تلفات بازگشتی RL، و قراردادن محل بهینه صفرهای انتقال، را مورد بررسی قرار می دهیم. می دانیم که هرچه پهنای باند کمتر باشد Q_L بیشتر هست و برای حداقل کردن پهنای باند محدودیت هایی داریم که مهم ترین آنها محدودیت تکنولوژی هست.



شکل ۳ نمودار کمینه PNFOM بر حسب پهنای باند باند میانی



شکل انتقال ۴- نمودار کمینه PNFOM بر حسب موقعیت بهینه صفر انتقال

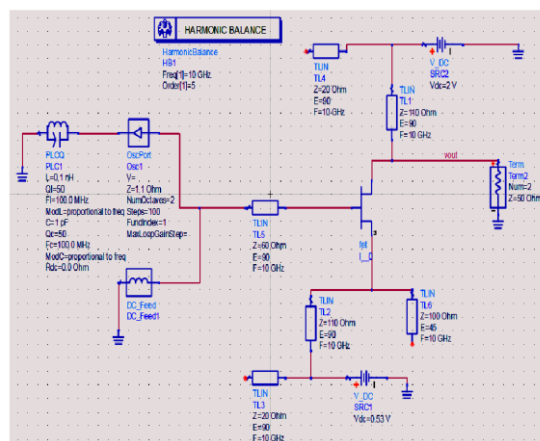
در تعریف FOM از رابطه زیر استفاده شده است:

$$FOM = L(\Delta f) - 20 \log_{10} \left(\frac{f_0}{\Delta f} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_{DC}}{1mW} \right) \quad (8)$$

در این رابطه f_0 فرکانس اسیلاتور توان مصرفی و P_{DC} و $L(\Delta f)$ نویز فاز در فرکانس افسست Δf می باشد.

نویز بسیار پایین همراه با بهره ی بالا این قطعه را برای کاربردهای مخابراتی بسیار مناسب ساخته است. برای بایاس کردن این ساختار باید منابع تغذیه DC را به آن اعمال کنیم تا متناسب با مشخصات الکتریکی بیان شده به عملکرد مناسبی از آن برسیم. مدار ترانزیستور با بایاس ولتاژ درین ۲ ولت و اعمال بایاس به سر سوری انجام شده است. مقدار بهینه ی بایاس نیز با توجه به نتایج حاصل به صورت ولتاژ درین ۲ ولت، جریان درین ۰/۷ میلی آمپر و ولتاژ گیت سورس منفی ۰/۵۳ انتخاب می شود. مدارات بایاس را برای فرکانس مرکزی ۷ GHz طراحی کرده و به مدارات تطبیق اضافه می-کنیم. مشاهده می شود که در باند فرکانسی مورد نظر حول ۷ گیگاهرتز مقاومت ورودی منفی شده است. حال با قرار دادن یک ساختار تشدیدگر در ورودی این شبکه می توان با این ساختار مقاومت منفی یک نوسان ساز ایجاد کرد.

ساختار پیشنهادی در نرم افزار ADS شبیه سازی شده است.



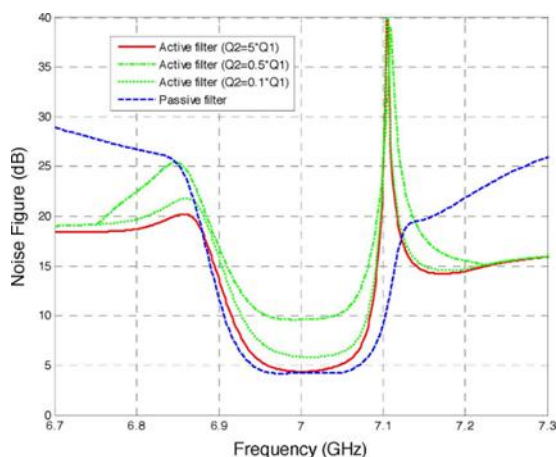
شکل ۲- طراحی شماتیک مدار نوسان گر

۲-۲- طراحی تشدیدگر

فرکانس نوسان در نقطه ای که PNFOM را کمینه کند، انتخاب شد تا عملکرد نویز فاز کمینه نوسان ساز را بدست دهد. تقویت کننده با یک ترانزیستور NESG2030M04 HBT از NEC با بهره ای برابر 8 dB به کار رفته است. ولتاژ بایاس ترانزیستور برابر 2 v با جریان کلکتور 10 mA است. آرایش II برای طراحی شبکه باز خورد موازی انتخاب شده است.

در ابتدا، شبکه حلقه باز نوسان ساز که شامل فیلتر فعال و تقویت کننده می باشد با سیگنال P_{in} تحریک شده و جریان و ولتاژ ورودی و خروجی ای را ایجاد می کند که توسط شبیه ساز ADS به روش توازن هارمونیک محاسبه می شوند [۱۸].

مقدار P_{in} و بایاس ترانزیستور به نحوی انتخاب می شوند تا بیشینه توان را به نحوی به دست دهند که تقارن فرد شکل موج



شکل ۷ - عدد نویز شبیه سازی شده فیلترهای فعال و غیر فعال. نتایج شبیه سازی عدد نویز فیلترهای فعال مختلف با پارامترهای حلقه بازخورد متفاوت این شکل همچنین عدد نویز فیلترهای فعال متفاوت با پارامترهای حلقه بازخورد مختلف را مقایسه می کند.

جدول ۱ - مقایسه بین سایر نوسان سازهای صفحه ای میکروویو

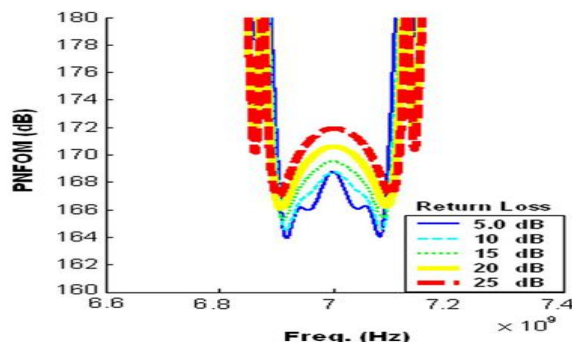
| قطعه | تشدیدگر | F ₀ (GHz) | P ₀ (dBm) | L(f) (dBc/Hz) | FOM dBc/Hz |
|------------------|-------------------|----------------------|----------------------|---------------|------------|
| HEMT [21] | تشدیدگر حلقه ای | ۱۲ | ۵ | -۱۱۶ | -۱۸۹ |
| HEMT[22] | رزوناتور فعال | ۱۰ | ۱۰ | -۱۳۴ | -۱۸۷ |
| ATF36077[23] | SIW | ۵.۳۶ | ۷ | -۱۲۸ | -۱۴۵ |
| SI BJT[24] | رزوناتور کوپل شده | ۱.۹۸ | ۲.۴ | -۱۱۷ | -۱۹۲.۹ |
| GaAs FET[25] | فیلتر بیضوی | ۸.۲ | ۴ | -۱۶۰ | -۲۲۵ |
| این روش SiGe HBT | فیلتر بیضوی فعال | ۷ | ۱۱.۳ | -۱۵۴ | -۲۰۷ |

۴ - نتیجه

در طرح پیشنهادی یک نوسان ساز 7 GHz که از فیلتر چهار قطب با PNFOM بهینه بهره می برد. روی یک زیر لایه Rogers فعال طراحی شد. نویز فاز در حالت استفاده از تشدیدگر غیرفعال برابر با 145- در فرکانس آفست 1 MHz شد. با تغییرات اعمالی در این روش، نوسان ساز طراحی شده با تشدیدگر فعال به مقدار 154 dBc/Hz- در فرکانس آفست 1 MHz بهبود یافت. در این طرح با استفاده از فرکانس گزینی مطلوب که توسط طراحی بهینه روی فیلتر بیضوی انجام شد این نتایج بدست آمدند.

سپاسگزاری

از زحمات استاد گراندنقدر محمود محمدطاهری استاد دانشگاه تهران واقای اصغرکشتکار که صمیمانه از هرگونه مساعدت دریغ نکردند کمال تشکر را دارم.



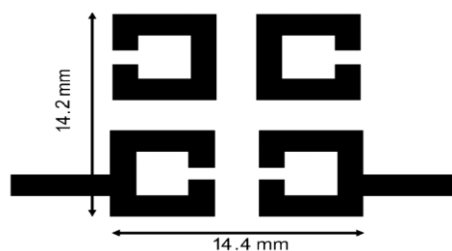
شکل ۵ - نمودار کمینه PNFOM بر حسب تلف بازگشتی بر حسب dB

در حالت کلی، محل صفر انتقال با افزایش Q_{ii} تشدیدگرها به لبه باند میانی می تواند نزدیک تر شود که این مهم امکان کاهش PNFOM را میسر می کند. در شکل ۷ بیانگر اثر تلف بازگشتی روی PNFOM فیلتر است. یک تلف بازگشتی کمتر با انتخاب گری بالاتر حاصل می شود اما باید تلف عبوری بالاتر را پذیرفت. ناشی از این مصالحه، یک مقدار بهینه ای برای تلف بازگشتی وجود دارد که برابر $R_L = 10$ dB برای فیلتر مورد مطالعه در این روش است.

بطور خلاصه پارامترهای فیلتر چهار قطب برای کمینه PNFOM عبارتست از :

$$R_L = 10 \text{ dB} \quad \Omega_i = 1.6 \quad BW = 2.2\%$$

ضریب کیفیت محدود تشدیدگرهای بکاررفته در اینجا امکان طراحی فیلتری با پهنای باند کوچک تر از 2.2% را نمی دهد. در عمل، افزایش مرتبه فیلتر باند میانی موجب افزایش تلف عبوری گشته و بدین ترتیب رابطه عکس با عملکرد مرتبه فیلتر روی PNFOM دارد. بنابراین می بایست به دنبال یک مرتبه بهینه برای فیلتر بود.



شکل ۶ - طرح بندی فیلتر بیضوی چهار قطبه بهینه

تنظیم فرکانس نوسان داخل باند میانی فیلتر بیضوی درون یک شبکه بازخورد Π - قابل تنظیم، است. در این حالت می بایست برخی از تغییرات نویز فاز ناشی از تغییرات PNFOM ناشی از تنظیم فرکانس را پذیرفت. عدد نویز نتایج شبیه سازی در شکل ۷ آمده است. فیلتر فعال یک تخریب اندک عدد نویز را در باند میانی خود نشان می دهد (در مقایسه با مشابه غیر فعال خود)

- [14] D. Leeson, "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 2, pp. 329-330, 1960.
- [15] J. Choi and A. Mortazawi, "A new X-band low phase-noise multiple-device oscillator based on the extended-resonance technique," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 55, no. 8, pp. 1642-1648, 2007.
- [16] H. Ezzedine, L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, "Optimization of noise performance for various topologies of planar microwave active filters using noise wave techniques," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 46, no. 12, pp. 2484-2492, 1998.
- [17] Y. Ishikawa, S. Yamashita, and S. Hidaka, "Noise design of active feedback resonator BEF," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 41, no. 12, pp. 2133-2138, 1993.
- [18] J. Choi, M. Nick, and A. Mortazawi, "Low phase-noise planar oscillators employing elliptic-response bandpass filters," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 57, no. 8, pp. 1959-1965, 2009.
- [19] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 33, no. 2, pp. 179-194, 1998.
- [20] H. Chen, A. Van der Ziel, and K. Ammerlaan, "Oscillator with odd-symmetrical characteristics eliminates low-frequency noise sidebands," *IEEE transactions on circuits and systems*, vol. 31, no. 9, pp. 807-809, 1984.
- [21] L.-H. Hsieh and K. Chang, "High-efficiency piezoelectric-transducer-tuned feedback microstrip ring-resonator oscillators operating at high resonant frequencies," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1141-1145, 2003.
- [22] Y.-T. Lee, J. Lee, and S. Nam, "High-Q active resonators using amplifiers and their applications to low phase-noise free-running and voltage-controlled oscillators," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 52, no. 11, pp. 2621-2626, 2004.
- [23] M. Hamidkhani and F. Mohajeri, "A low phase noise microwave oscillator based on a high Q SIW cavity CSRR band-pass filter," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 30, no. 16, pp. 2077-2087, 2016.
- [24] C.-H. Tseng and C.-L. Chang, "Design of low phase-noise microwave oscillator and wideband VCO based on microstrip combline bandpass filters," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 60, no. 10, pp. 3151-3160, 2012.
- [25] H. N. Varcheh and P. Rezaei, "Low phase-noise X-band oscillator based on elliptic filter and branchline coupler," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, no. 7, pp. 888-891, 2019.
- [1] W. Xiang, K. Zheng, and X. S. Shen, *5G mobile communications*. Springer, 2016.
- [2] M. S. Abouyoussef, A. M. El-Tager, and H. El-Ghitani, "Ultra-low Phase Noise RF Oscillator Using High-Q Quad Spiral Resonator," in *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS-Spring)*, 2019: IEEE, pp. 58-62.
- [3] C.-L. Chang, C.-H. Tseng, and H.-Y. Chang, "A New Monolithic Ka-Band Filter-Based Voltage-Controlled Oscillator Using 0.15 μ m GaAs pHEMT Technology," *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 24, no. 2, pp. 111-113, 2013.
- [4] C.-L. Chang and C.-H. Tseng, "Design of low phase-noise microwave oscillators using two-pole coupled-resonator filters with electric, magnetic, and mixed couplings," in *2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2012: IEEE, pp. 1106-1108.
- [5] Y. Chen, K. Mouthaan, and F. Lin, "Design of X-band and Ka-band Colpitts oscillators using a parasitic cancellation technique," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, no. 8, pp. 1817-1828, 2010.
- [6] M. Nick and A. Mortazawi, "Low phase-noise planar oscillators based on low-noise active resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 5, pp. 1133-1139, 2010.
- [7] J. Choi, M.-H. Chen, and A. Mortazawi, "An X-band low phase noise oscillator employing a four-pole elliptic-response microstrip bandpass filter," in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007: IEEE, pp. 1529-1532.
- [8] J. Jung, C. S. Cho, J. W. Lee, J. Kim, and T. H. Kim, "A low phase noise microwave oscillator using split ring resonators," in *2006 European Microwave Conference*, 2006: IEEE, pp. 95-98.
- [9] E. Park and C. Seo, "Low phase noise oscillator using microstrip square open loop resonator," in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006: IEEE, pp. 585-588.
- [10] J.-C. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade, and J. J. Obregon, "Extension of the Leeson formula to phase noise calculation in transistor oscillators with complex tanks," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 51, no. 3, pp. 690-696, 2003.
- [11] C.-M. Tsai and H.-M. Lee, "The effects of component Q distribution on microwave filters," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1545-1553, 2006.
- [12] L. Dussopt, D. Guillois, and G. M. Rebeiz, "A low phase noise silicon 9 GHz VCO and an 18 GHz push-push oscillator," in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 02CH37278)*, vol. 2, pp. 695-698.
- [13] Y.-T. Lee, J.-S. Lim, C.-S. Kim, D. Ahn, and S. Nam, "A compact-size microstrip spiral resonator and its application to microwave oscillator," *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 12, no. 10, pp. 375-377, 2002.