

طراحی، شبیه‌سازی و پیاده‌سازی بخش‌های الکترونیک تداخل‌سنج سوپرهتروداین

زهرا دشتبان^۱، سعید علیانی^۲

چکیده

تداخل‌سنج‌های سوپرهتروداین، روشی مناسب به منظور اندازه‌گیری‌های دقیق در نانومترولوژی است. با توجه به کم بودن سطح سیگنال‌های اندازه‌گیری و مبنای که از بخش نوری تداخل‌سنج سوپرهتروداین دریافت می‌شود، نیاز به مدارهایی برای آماده‌سازی سیگنال است. در بخش آماده‌سازی سیگنال، سیگنال‌های دریافتی پس از تقویت شدن، در هم ضرب می‌شوند و به فرکانس پایین‌تر منتقل می‌شوند و برای اعمال به بخش اندازه‌گیری فاز آماده می‌شوند. در بخش اندازه‌گیری فاز، آشکارسازی فاز متناظر با جابه‌جایی هدف انجام می‌شود. در این مقاله، مدارهای بخش الکترونیک تداخل‌سنج سوپرهتروداین با فناوری CMOS 0.5 μ m طراحی، شبیه‌سازی و پیاده‌سازی شده است. این مدارها شامل تقویت‌کننده کم-نویز کاسکود، فیلتر میان‌گذر با پهنای باند معادل فرکانس تداخل اولیه، مخلوط‌کننده متعادل دوگانه، فیلتر پایین‌گذر برای استخراج سیگنال با فرکانس تداخل ثانویه و مدار آشکارساز فاز است. با توجه به نتایج طراحی و شبیه‌سازی، قطعات مناسب جهت پیاده‌سازی بخش الکترونیک انتخاب شده‌اند. نتایج حاصل از این قطعات برای بخش آماده‌سازی سیگنال عبارت است از: تقویت‌کننده با بهره 19/4dB و عدد نویز 2/7dB و مخلوط‌کننده با محدوده RF/LO بین 250-80MHz، محدوده IF بین 1000-DC مگاهرتز و IIP3 برابر با 28/5dBm. برای بخش اندازه‌گیری فاز مداری کم‌نویز بر اساس مبدل زمان به دیجیتال (TDC) با قابلیت تفکیک پذیری یک نانو ثانیه به منظور اندازه‌گیری اختلاف فاز متناظر با جابه‌جایی نانومتری طراحی و پیاده‌سازی شده است.

کلیدواژه

تداخل‌سنج سوپرهتروداین، نانومترولوژی، تقویت‌کننده کم‌نویز، مخلوط‌کننده متعادل

مقدمه

نانومتری افزایش یافته است. اندازه‌گیری فواصل بر پایه تداخل-سنج، توسط مایکلسون در سال ۱۸۸۱ برای اولین بار معرفی شد. تداخل‌سنج‌های لیزری هتروداین دو مود برای اولین بار در دهه ۱۹۷۰ معرفی شد. این نوع تداخل‌سنج به علت دارا بودن دقت بالاتر در کاربردهای زیادی چون لیتوگرافی، ساخت ادوات نیم‌رسانا و ... مورد استفاده قرار گرفته است. از آنجایی که تداخل‌سنج‌های هتروداین نرخ سیگنال به نویز بالاتر، دقت بیشتر، هم‌ترازی آسان‌تر با قطعات نوری و حساسیت بالاتری دارند، نسبت به تداخل‌سنج‌های دیگر مناسب‌تر هستند. در حالی که دارای معایبی چون پیچیدگی بخش الکترونیک آشکارساز فاز و خطای غیرخطی نیز هستند. از جمله مواردی که باعث محدودیت دقت در تداخل‌سنج می‌شود، خطای غیرخطی است. این خطا به علت ایده‌آل نبودن قطبش پرتوهای

یکی از فناوری‌های جدید، فناوری نانو است. فناوری نانو در اصل از واژه‌ی نانومتر به معنای پردازش و طراحی اجسامی که مواد اولیه‌ی آن‌ها ابعادی در حد نانومتر داشته باشد، برگرفته شده است. از آنجایی که اهداف و دلایل پیشرفت فناوری نانو، ساخت ابزارهایی در ابعاد کوچکتر از میکرو و در مقیاس اتمی است، پس ساخت این ابعاد نیازمند استفاده از ابزارهایی پیشرفته‌تر است که قابلیت کنترل و ساخت در محدوده‌ی این ابعاد را دارا باشد.

تداخل‌سنج لیزری به طور گسترده‌ای در جابه‌جایی‌های خطی و اندازه‌گیری‌های دقیق در ابعاد نانو استفاده می‌شود [۱ و ۲]. در سال‌های اخیر، نیاز به سیستم‌های اندازه‌گیری جابه‌جایی

^۱ کارشناسی ارشد، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت دبیر شهید رجانی

^۲ استادیار دانشکده برق کامپیوتر، دانشگاه تربیت دبیر شهید رجانی s_olyaee@srttu.edu

و پیاده‌سازی کرد، ۲- امکان کاهش خطای غیرخطی در آزمایشگاه با روش سعی و خطا و با استفاده از بخش نوری فراهم می‌شود و ۳- امکان پیاده‌سازی و یا یافتن روش‌هایی برای حذف خطا آسان‌تر است، زیرا می‌توان به طور جداگانه به اجزای مدارهای هر بخش چون LNA، مخلوط‌کننده و ... دسترسی داشت.

هدف این مقاله طراحی، شبیه‌سازی و ساخت بخش الکترونیک سامانه نانومترولوژی بر مبنای تداخل‌سنج لیزری سوپرهتروداین به منظور اندازه‌گیری جابه‌جایی در ابعاد نانومتر است. با توجه به دو سیگنال دریافت شده از بخش نوری تداخل‌سنج سوپرهتروداین، مدارهای مورد نیاز برای آماده‌سازی سیگنال و آشکارسازی فاز را طراحی و شبیه‌سازی کرده‌ایم. لازم به ذکر است که این مدارها باید قادر به پاسخ‌گویی نیازهای بخش الکترونیک باشند. مداراتی چون تقویت‌کننده کم نویز، فیلتر میان‌گذر به منظور عبور سیگنال با فرکانس تداخلی اولیه، مخلوط‌کننده متعادل دو گانه (مانند سلول گیلبرت) با خروجی IF برابر با سیگنال تداخلی ثانویه و محدوده RF/LO برابر با ۵۰۰ مگاهرتز و فیلتر پایین‌گذر به منظور عبور سیگنال با فرکانس تداخلی ثانویه و مدار اندازه‌گیر فاز مورد نیاز است.

در بخش اول این مقاله به تشریح کلی بخش الکترونیک خواهیم پرداخت و دو معادله جریانی به دست آمده پس از آشکارساز نوری را که به این بخش وارد شده است را بیان خواهیم کرد. در قسمت بعد مدارهای مختلفی که برای بخش آماده‌سازی سیگنال مورد نیاز است را توسط نرم افزار ADS^۴ و تکنولوژی Agilent CMOS14 0.5 μ m شبیه‌سازی خواهیم کرد. در قسمت اول یک تقویت‌کننده با بهره بزرگتر از ۱۵ دسی‌بل، پهنای‌بند ۵۰۰ مگاهرتز و عدد نویز کمتر از ۲/۵ دسی‌بل مورد نیاز است. این مشخصات به این دلیل انتخاب شده است که سطح جریان دریافتی از بخش نوری تداخل‌سنج در محدوده میکروآمپر و محدوده‌ی فرکانسی آن در محدوده ۵۰۰ مگاهرتز است. یک تقویت‌کننده کم نویز با فناوری CMOS 0.5 μ m از نوع کاسکود طراحی و شبیه‌سازی شده است که بر اساس آن به بهره ۱۹/۱ دسی‌بل و عدد نویز ۲/۵ دسی‌بل در فرکانس ۵۰۰ مگاهرتز دست یافته‌ایم. با توجه به این مشخصات در عمل از قطعاتی چون ADL5536، ADL5521 و ADL5602 برای این بخش می‌توان استفاده کرد که مشخصاتی مشابه با نتایج شبیه‌سازی دارند. در قسمت دوم یک فیلتر میان‌گذر از نوع بسل با فرکانس مرکزی ۵۰۰ مگاهرتز شبیه‌سازی شده است. پس از این قسمت، یک مخلوط‌کننده متعادل دوگانه سلول گیلبرت طراحی و شبیه‌سازی شده است که به بهره تبدیل ۷/۵۱۱

خروجی لیزر و قطعات نوری و بخش الکترونیکی اندازه‌گیری فاز تولید می‌شود. به منظور حذف خطا به صورت نظری تا کنون روش‌های مختلفی برای کاهش خطا در تداخل‌سنج‌های هتروداین ارائه شده است. از جمله این روش‌ها، می‌توان به روش‌هایی چون TLS^[۳]، روش تحلیل آماری [۴]، روش شبکه عصبی [۵] و ماتریس جونز [۶] اشاره کرد. قابل ذکر است که در هر کدام از این روش‌ها، خطای غالب معمولاً ناشی از قطبش بیضوی و نامتعاد بودن قطبش پرتوهای لیزر است.

به منظور افزایش قابلیت تفکیک‌پذیری، تداخل‌سنج سوپرهتروداین در سال ۲۰۰۱ توسط Yokoyama و همکارانش [۷] ارائه شد. با توجه به نیاز صنعت به افزایش بیشتر قابلیت تفکیک‌پذیری، نوعی از تداخل‌سنج‌های سوپرهتروداین در سال ۲۰۱۰ ارائه شد [۸] که این تداخل‌سنج دارای قابلیت تفکیک‌پذیری چهار برابر نسبت به تداخل‌سنج هتروداین دو مود و دو برابر نسبت به تداخل‌سنج سوپرهتروداین معرفی شده در مرجع [۷] است. آرایش نوری این تداخل‌سنج مشابه با تداخل‌سنج دو مود ارائه شده توسط Guo و همکارانش است [۹]، با این تفاوت که به جای منبع نور دو مود از لیزر سه مود برای افزایش قابلیت تفکیک‌پذیری استفاده شده است.

از دیگر موارد مهم در تداخل‌سنجی، استفاده از روش‌های الکترونیکی با دقت بالا برای اندازه‌گیری مستقیم اختلاف فاز ظاهر شده در طرح‌های تداخلی است. از آنجایی که بخش الکترونیک از جمله مواردی است که می‌تواند خطای غیرخطی سیستم را افزایش دهد، پس روش‌هایی با دقت بالا برای آشکارسازی فاز نیاز است. یکی از روش‌های اولیه روش نول بود که یک مدولاسیون کوچک اختلاف مسیر نوری را معرفی کرد [۱۰ و ۱۱]. روش دیگر که اولین بار توسط Peck و Obetz تعریف شد، روش شمارش Fringe الکترونیکی بود [۱۲] و روشی که در این مقاله استفاده کرده‌ایم، روش تداخل‌سنجی سوپرهتروداین است. در این روش یک جابه‌جایی فرکانس کوچک در پرتو تداخل‌سنج ظاهر می‌شود [۱۳ و ۱۴] که با روش سوپرهتروداین آشکار می‌شود. در روش سوپرهتروداین، دو سیگنال دریافت شده از مسیرهای مینا و اندازه‌گیری، ابتدا تقویت شده و سپس با مخلوط شدن در خود، به فرکانس پایین‌تر تبدیل می‌شوند و در نهایت اختلاف فاز بین این دو سیگنال که متناظر با جابه‌جایی است توسط اندازه‌گیر فاز اندازه‌گیری می‌شود.

در این مقاله بخش‌های الکترونیک تداخل‌سنج به صورت جداگانه بررسی شده‌اند. این عمل باعث خواهد شد که ۱- در پژوهش‌های آتی با طراحی پیشرفته‌تر می‌توان تراشه‌ای در بهترین ابعاد را به منظور جای‌گذاری بخش الکترونیک طراحی

^۴ Advanced Design System: ADS

^۳ Total Least Square: TLS

ورودی بخش اندازه‌گیر فاز اعمال شده تا اختلاف فاز متناظر با جابه‌جایی بین آن‌ها اندازه‌گیری شود، خواهیم داشت [۸]:

$$i_{om1} = \cos[2\pi f_b t + \psi + 2\Delta\phi] \quad (۱-الف)$$

$$i_{om2} = \cos[2\pi f_b t + \psi' - 2\Delta\phi] \quad (۱-ب)$$

که در این معادلات f_b فرکانس تداخلی ثانویه، ψ خطای غیر خطی و $\Delta\phi$ اختلاف فاز ناشی از اختلاف مسیر نوری است. در بخش اندازه‌گیر فاز نیازمند مدارهایی به منظور اندازه‌گیری دقیق اختلاف فاز بین سیگنال‌های مبنا و اندازه‌گیری هستیم. این اختلاف فاز که گویای جابه‌جایی هدف است، اگر به طور صحیح آشکار نشود خطایی در آن ظاهر می‌شود که مقدار صحیح جابه‌جایی را خراب می‌کند، زیرا تقویت و در خود مخلوط شدن^۶ سیگنال‌ها، مولفه‌های خطای V^4 و V^4 و مانند آن را ایجاد می‌کنند. بنابراین علاوه بر سیگنال اصلی، هارمونیک‌های مرتبه بالاتر وجود خواهد داشت. دقت اندازه‌گیری جابه‌جایی نانو توسط این هارمونیک‌ها محدود می‌شود. در نهایت اختلاف فاز بین سیگنال‌های اندازه‌گیری و مرجع ($\Delta\Phi$) به صورت معادله ۲ به دست می‌آید:

$$\Delta\Phi = 4\Delta\phi + \psi_{nl} = (16n\pi/\lambda)\Delta z + \psi_{nl} \quad (۲)$$

جمله اول به قابلیت تفکیک‌پذیری افزایش یافته در مقایسه با دیگر سیستم‌ها [۷ و ۹] اشاره دارد و جمله دوم خطای غیرخطی است. همان‌طور که در بخش مقدمه بیان شد این خطا به روش‌های مختلفی کاهش داده می‌شود.

طراحی و نتایج آن

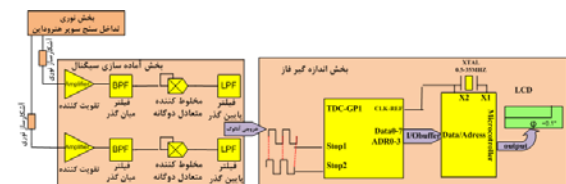
تقویت کننده

اولین طبقه‌ی بخش الکترونیک تداخل‌سنج‌های سوپرهتروداین یک تقویت‌کننده است، که این تقویت‌کننده باید جریان خروجی آشکارساز که تقریباً برابر با ۸۰ میکرو آمپر است را ضمن تبدیل به ولتاژ، تقویت کند. از آنجایی که کمترین سطح ولتاژ ورودی توسط عدد نویز تقویت‌کننده تعیین می‌شود لازم است از تقویت‌کننده‌ای استفاده شود که نویز کمی داشته باشد. هم چنین این تقویت‌کننده لازم است نیازهایی چون توان مصرفی پایین، پایداری، تطبیق ورودی، عدد نویز کم^۷ و مساحت تراشه کم را فراهم کند. در نتیجه بهترین آرایش برای این طبقه استفاده از تقویت‌کننده‌ی کم نویز^۸ است. در این مقاله یک تقویت‌کننده‌ی کم نویز ماسفت کاسکود با استفاده از

دسی‌بل با ورودی RF برابر با ۵۰۰ مگاهرتز، ورودی LO برابر با ۵۰/۳ مگاهرتز و خروجی IF برابر با ۳۰۰ کیلوهرتز رسیده‌ایم. این نتیجه با نتیجه عملی مخلوط‌کننده ADL5801 مقایسه شده است. فیلتر پایین‌گذر از نوع بسل با فرکانس قطع ۳۰۰ کیلوهرتز برای عبور هارمونیک با فرکانس تداخلی ثانویه بعد از مخلوط‌کننده قرار داده می‌شود. در نهایت دو سیگنال آنالوگ بازسازی شده به یک مقایسه‌گر سرعت بالا داده می‌شود و پس از تبدیل شدن به پالس دیجیتال به بخش اندازه‌گیر فاز اعمال می‌شود. در عمل این بخش را با استفاده از یک شمارنده سرعت بالا با قابلیت تفکیک‌پذیری ۱ نانوثانیه به نام TDC-GP1 طراحی و پیاده‌سازی کرده‌ایم. این شمارنده فواصل زمانی را به مقادیر دیجیتالی تبدیل می‌کند و تعداد شمارش با رابطه‌ای که با فاز دارد، توسط میکروکنترلر بر روی LCD نمایش داده می‌شود. به این ترتیب فاز متناظر با جابه‌جایی نانومتری آشکار می‌شود. با توجه به نتایج شبیه‌سازی، قطعات مناسب جهت ساخت انتخاب می‌شوند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی و پاسخ حاصل از قطعات انتخاب شده در جدولی با هم مقایسه شده‌اند.

ساختار تداخل‌سنج سوپرهتروداین

همان‌طور که در شکل ۱ مشاهده می‌شود بخش الکترونیک دارای دو قسمت آماده‌سازی و بازسازی سیگنال و بخش اندازه‌گیری فاز است. پرتو تولید شده در بخش نوری با توان تقریبی ۱۰۰ μW ، توسط دیود نوری بهمنی^۹ به سیگنال جریانی تبدیل می‌شود و به بخش آماده‌سازی سیگنال وارد می‌شود.



شکل ۱. چیدمان بخش الکترونیک سیستم اندازه‌گیری نانومتری بر مبنای روش سوپرهتروداین

با توجه به این که آشکارساز نوری بهمنی مورد استفاده دارای ضریب حساسیت (A/W) ۰/۸ است، جریان خروجی آشکارساز نوری بهمنی در حدود ۸۰ میکرو آمپر است (که با توجه به امپدانس ورودی ۵۰ اهم تقویت‌کننده، دامنه سیگنال ورودی معادل ۴ mV خواهد بود). بنابراین در بخش آماده‌سازی سیگنال، سیگنال جریانی با دامنه کم که از بخش نوری دریافت شده است، ضمن تبدیل به ولتاژ، تقویت شده و به فرکانس پایین‌تر منتقل شود. برای معادله دو سیگنال جریانی که به

Self-Mixing^۱
Noise Figure: NF^۷
Low Noise Amplifier: LNA^۸

Avalanche Photo Diode: APD^۹

در این معادله $\epsilon_p = 3.9$ ثابت دی‌الکتریک برای سیلیکون و $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-14} F/cm$ ثابت دی‌الکتریک برای فضای آزاد است. پس بر اساس آن $w = 500 \mu m$ می‌شود. به طور معمول مقدار W/L بخش کاسکود را مشابه با طبقه اول تقویت کننده کم نویز در نظر می‌گیریم، پس نسبت عرض گیت مسافت‌ها برابر با $500/0.6 \mu m$ است. در حالت کاسکود دست کم ۲ ولت برای راه‌اندازی گیت‌ها نیاز است که در این جا منبع $2/5V$ انتخاب شده است. توان مصرفی برابر است با: $2.5 \times (11mA + 1mA) = 30mW$ در جدول ۱ به طور خلاصه مشخصات حاصل از شبیه‌سازی و طراحی مدار کاسکود آورده شده است. منحنی بهره و عدد نویز مدار در شکل ۳ نشان داده شده است.

جدول ۱. مشخصات حاصل از شبیه‌سازی مدار تقویت کننده مورد نیاز

پارامتر	مشخصه	واحد
فرکانس	۵۰۰	مگاهرتز (MHz)
عدد نویز	۲/۸	دسی بل (dB)
بهره	۱۹/۱	دسی بل (dB)
توان مصرفی	۳۰	میلی وات (mw)
امپدانس منبع/ بار	۵۰	اهم (Ω)
عرض گیت مسافت	۵۰۰	میکرومتر (μm)
مقدار سلف سورس (Ls)	۱	نانو هانری (nH)
مقدار سلف گیت (Lg)	۴/۲	نانو هانری (nH)
منبع تغذیه	۲/۵	
جریان بایاس	۱۱	میلی آمپر (mA)

همان طور که مشاهده می‌شود منحنی (الف) نشان دهنده‌ی عدد نویز مدار است که کمینه نویز مدار برابر با 0.4 dB و عدد نویز در حالت معمول شبیه‌سازی در فرکانس 500 MHz برابر با $2/8$ dB است. با توجه به منحنی (ب) بهره در فرکانس 500 MHz برابر با $19/1$ dB است که این مقدار بهره، بهره‌ی مطلوبی است. در این حالت با توجه به این که دامنه سیگنال ورودی 4 mV است بعد از عبور از تقویت کننده به میزان 40 میلی ولت رسیده است.

با توجه به نتایج طراحی و شبیه‌سازی جهت اهداف عملی از تقویت کننده‌هایی چون ADL5521، ADL5536 و ADL5602 که دارای مشخصاتی مناسب هستند می‌توان استفاده کرد. جدول ۲ مقایسه‌ی نتایج شبیه‌سازی و مشخصه تراشه‌های در دسترس، در فرکانس 500 MHz را نشان می‌دهد.

توپولوژی دیژنراسیون^۹ سورسی را طراحی کرده‌ایم. دیژنراسیون سورس باعث عدد نویز^{۱۰} پایین تری (تقریباً ۲-۳dB) نسبت به توپولوژی‌های تقویت کننده‌های کم نویز گیت مشترک (با $NF=5dB$) می‌شود. در این طراحی از فناوری Agilent CMOS $0.5 \mu m$ استفاده شده است که در این فرآیند کوچک‌ترین طول گیت $0.6 \mu m$ است. مدار تقویت کننده شبیه‌سازی شده توسط نرم افزار ADS در شکل ۲ نشان داده شده است که سیگنال ورودی به پایه گیت M_1 اعمال می‌شود.

همان طور که در شکل ۲ مشاهده می‌شود، کاسکود ترکیبی از یک طبقه سورس مشترک با یک بار گیت مشترک است. این کار بر روی افزایش امپدانس خروجی تاثیرگذار است. این آرایش به دلیل بار خازنی، پاسخ فرکانسی طبقه اول را به علت اثر میلیری^{۱۱} محدود می‌کند یا به عبارتی باعث بهره کمتر می‌شود، که می‌تواند منجر به افزایش پایداری شود [۱۵]. یکی از مشکلات این تقویت کننده‌ها مصالحه بین عدد نویز و تطبیق امپدانس است. با استفاده از سلف‌های دیژنراسیون مشکل تطبیق امپدانس حل شده است. سلف گیت به صورت زیر محاسبه می‌شود:

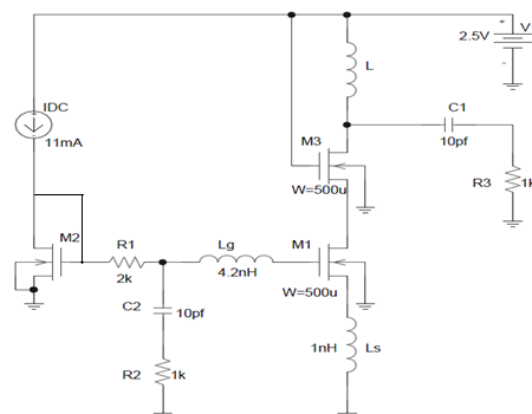
$$L_g = \frac{Q_L \cdot R_s}{\omega_0} - L_s \quad (3)$$

در این معادله $\omega_0 = (2\pi \times 500MHz)$ برابر $3.14 \times 10^9 rad/sec$ فرکانس مرکزی است که بر اساس آن داریم: $L_g = 4.2nH$. به طور معمول مقدار W/L بخش کاسکود بر اساس معادله زیر محاسبه می‌شود:

$$W = \frac{3}{2} \frac{C_{gs}}{C_{ox} \cdot L_{min}} \quad (4)$$

$$L_{min} = 0.6 \mu m; T_{ox} = 1.01 \times 10^{-8} m$$

$$\epsilon_{ox} = \epsilon_s \times \epsilon_0$$



شکل ۲. مدار تقویت کننده‌ی کم نویز کاسکود با دیژنراسیون سلفی سورس

Source Degeneration^۹
Noise Figure: NF^{۱۰}
Miller Effect^{۱۱}

فیلتر میان‌گذر

دومین بلوک بخش الکترونیک، فیلتر میان‌گذر با فرکانس مرکزی ۵۰۰ مگاهرتز و پهنای باند ۴۰۰ کیلوهرتز جهت عبور سیگنال با فرکانس تداخلی اولیه است. برای طراحی می‌توان از هر کدام از فیلترهای نوع بسل^{۱۴}، گوسین^{۱۵}، باترورث^{۱۶} و هر نوع دیگری از فیلترها استفاده کرد. فیلتر میان‌گذر طراحی شده به وسیله نرم افزار Filter solution در شکل ۴ نشان داده شده است.

فیلتر نشان داده شده در شکل ۴ یک فیلتر میان‌گذر مرتبه سه از نوع بسل است. این فیلتر دارای فرکانس مرکزی ۵۰۰ MHz و پهنای باند ۴۰۰ kHz است که در نتیجه فقط سیگنال‌هایی با فرکانس تداخلی اولیه را از خود عبور می‌دهد. منحنی شبیه‌سازی شده پاسخ فرکانسی فیلتر توسط نرم‌افزار Filter solution در شکل ۵ نشان داده شده است.

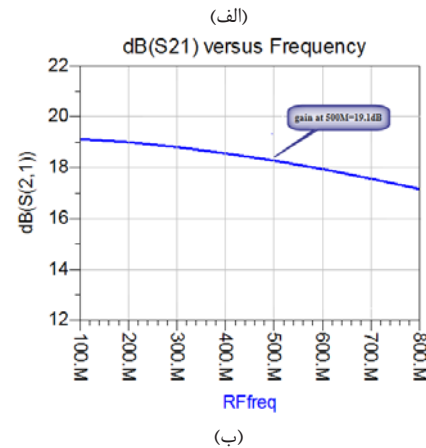
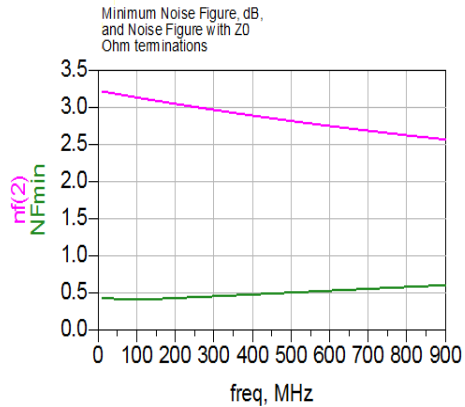
در طراحی فیلتر میان‌گذر باید توجه داشت که فرکانس‌هایی که حذف می‌شوند نسبت به فرکانس مرکزی فاصله زیادی دارند و بنابراین حتی با کاهش ضریب کیفیت فیلتر، دامنه فرکانس‌های غیر فرکانس تداخلی اولیه بسیار کاهش خواهد یافت. در واقع این فیلتر برای حذف سیگنال dc ناشی از نور پس‌زمینه و سیگنال‌هایی با فرکانس معادل مجموع فرکانس‌های تداخلی اولیه است. با توجه به این‌که فرکانس‌های تداخلی اولیه در مرتبه ۵۰۰ MHz است، دو مولفه فرکانسی قابل حذف، سیگنال dc و سیگنال‌هایی با فرکانس حدود ۱ GHz خواهد بود که با در نظر گرفتن پهنای باند ۴۰۰ kHz به خوبی حذف خواهند شد. همچنین با در نظر گرفتن خطای ناشی از ادوات در فرکانس‌های بالا نیز حذف فرکانس‌های مزاحم، قطعی است. مقادیر نشان‌داده شده در شکل ۴، مربوط به طراحی مدار برای استاندارد ۲۰٪ است. در جدول ۳ مقادیر به ازای استانداردهای ۵٪، ۱۰٪ و ۲۰٪ نیز آمده است.

جدول ۳. مقادیر افزاره‌های طراحی شده فیلتر میان‌گذر به ازای استانداردهای مختلف

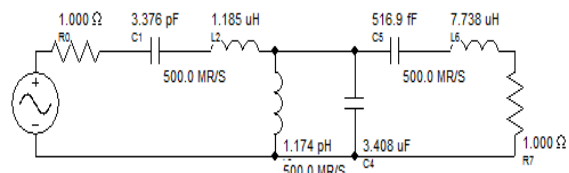
افزاره	استاندارد ۵٪	استاندارد ۱۰٪	استاندارد ۲۰٪	واحد
R ₀	۱	۱	۱	Ω
C ₁	۳/۳	۳/۳	۳/۳۷۶	pF
L ₂	۱/۲	۱/۲	۱/۱۸۵	μH
L ₁	۱/۲	۱/۲	۱/۱۷۴	pH
C ₄	۳/۳	۳/۳	۳/۴۰۸	μF
C ₅	۵۱۰	۵۶۰	۵۱۶/۹	fF
L ₆	۷/۵	۸/۲	۷/۷۳۸	μH
R ₇	۱	۱	۱	Ω

جدول ۲. مقایسه‌ی نتایج شبیه‌سازی و عملی در فرکانس ۵۰۰ MHz

پارامتر	بهره ^{۱۲} (S21)	انتقال معکوس ^{۱۳} (S12)	عدد نویز (NF)
مقادیر مورد انتظار	۲۰ dB	-۲۸ dB	۲/۵ dB
نتایج شبیه‌سازی	۱۹/۱ dB	-۲۶/۰۲۱ dB	۲/۸ dB
ADL5536	۱۹/۴۱ dB	-۲۲/۶۱ dB	۲/۷ dB
ADL5521	۲۰/۳ dB	-۲۳/۸ dB	۰/۸ dB



شکل ۳. (الف) منحنی عدد نویز کمینه و عدد نویز مدار و (ب) منحنی بهره نسبت به فرکانس مدار تقویت‌کننده کم نویز کاسکود



شکل ۴. فیلتر میان‌گذر مرتبه سه از نوع بسل

^{۱۴} Bessel
^{۱۵} Gaussian
^{۱۶} Butterworth

^{۱۲} Gain
^{۱۳} Reverse transmission

جدول ۴. مشخصات مورد انتظار برای مخلوط‌کننده مناسب برای بخش الکترونیک تداخل‌سنج سوپرهتروداین

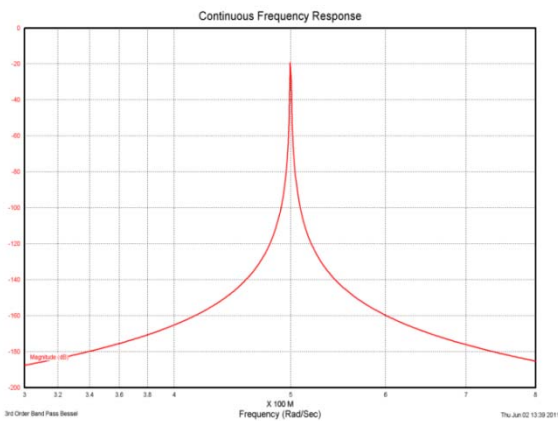
واحد	مشخصات	پارامتر
مگاهرتز (MHz)	۷۰۰-۳۰۰	فرکانس
دسی‌بل (dB)	> ۱۰	عددنویز دو طرفه (DSB)
دسی‌بل (dB)	< ۸	بهره ولتاژ
میلی وات (mW)	> ۱۰۰	توان مصرفی
اهم (Ω)	۵۰	امپدانس منبع
اهم (Ω)	۵۰۰	امپدانس بار
دسی‌بل (dBm)	< ۲۰	اعوجاج مرتبه ۳ ورودی (IIP3)
ولت (v)	±۲.۵	منبع ولتاژ

بهره طبقه اول با g_m داده شده در معادله ۵ تعیین می‌شود:

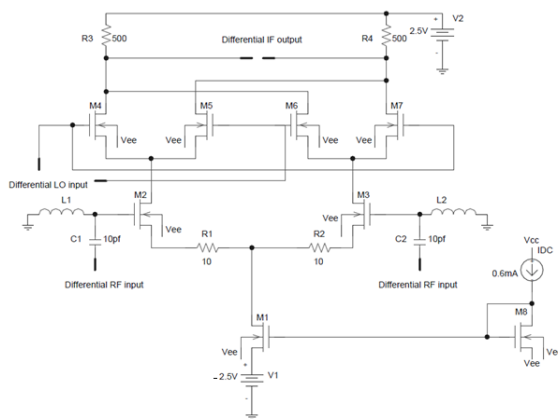
$$g_m = \sqrt{\frac{2 \cdot K_N \cdot W \cdot I_D}{L}} \quad (۵)$$

سطح ولتاژ راه‌اندازی یعنی $(V_{gs} - V_T)$ باید حدود 0.2 تا 0.4 تنظیم شود. معادله مفید دیگری که برای طراحی نیاز است عبارت است از:

$$g_m = \frac{2 \cdot I_D}{(V_{gs} - V_T)} \quad (۶)$$



شکل ۵. پاسخ فرکانسی فیلتر میان‌گذر طراحی شده



شکل ۶. مدار شبیه‌سازی شده سلول گیلبرت

سومین بلوک مهم، مخلوط‌کننده است که می‌بایست با مخلوط فرکانس ورودی در خودش، آن را به فرکانسی پایین‌تر تبدیل کند. دو نوع مخلوط‌کننده وجود دارد؛ یکی فعال و دیگری غیر فعال. اغلب مخلوط‌کننده‌های غیرفعال، تلفات تبدیل بزرگ‌تر و در نتیجه عدد نویز بزرگ‌تری نسبت به مخلوط‌کننده‌های فعال دارند. علاوه بر این، مخلوط‌کننده‌های متعادل منفرد، پیچیدگی خیلی کمتری نسبت به نوع دوگانه دارند، اما عملکرد نامناسب‌تری نسبت به نشی RF به IF و LO به IF دارند. رایج‌ترین مخلوط‌کننده متعادل دوگانه که در مدارهای فرکانس بالا به کار برده می‌شود، سلول گیلبرت^{۱۷} [۱۵] است. این نوع مخلوط‌کننده به صورت متقارن ارائه می‌شود تا سیگنال‌های خروجی ناخواسته‌ی RF و LO را از IF حذف کند. در تداخل‌سنج سوپرهتروداین، سیگنال پس از آشکارساز در سیگنال نوسان‌ساز محلی که مانند خودش است مخلوط می‌شود و عبارتی که دارای فرکانس تداخلی ثانویه است در خروجی مخلوط‌کننده ظاهر می‌شود که با یک فیلتر پایین‌گذر آن را می‌توان دریافت کرد. شکل ۶ مخلوط‌کننده شبیه‌سازی شده توسط نرم افزار ADS را نشان می‌دهد. متناسب با کاربرد، طراحی به گونه‌ای صورت گرفته است که عددنویز SSB کم، بهره مناسب و خط‌سانی بالا باشد.

سیگنال RF به ترانزیستورهای M_2 و M_3 که ولتاژ را به جریان تبدیل می‌کنند، اعمال می‌شود. مقاومت‌های دی‌ژنراسیون در ترمینال‌های سورس M_2 و M_3 اضافه می‌شوند. ماسفت‌های M_4 و M_7 عمل مخلوط را انجام می‌دهند. با مخلوط جریان سیگنال RF (که از ترانزیستور M_2 و M_3 آمده است) با سیگنال LO اعمال شده از طریق M_4 تا M_7 عمل سوئیچینگ فراهم می‌شود. M_2 و M_3 باعث تولید منفی و مثبت جریان RF می‌شوند و M_4 و M_6 بین این دو ناحیه سوئیچ می‌کنند تا سیگنال RF یا سیگنال معکوس شده RF را به بار سمت چپ برسانند. M_5 و M_7 بین دو ناحیه مذکور سوئیچ می‌شوند تا به بار سمت راست سیگنال دهند. دو بار مقاومتی با تبدیل جریان به ولتاژ سیگنال دیفرانسیلی IF خروجی را تولید می‌کنند. جدول ۴ خلاصه‌ای از مشخصات مورد انتظار برای مخلوط‌کننده‌ی بخش الکترونیک سامانه‌ی اندازه‌گیری نانومتری را برای طراحی بیان می‌کند.

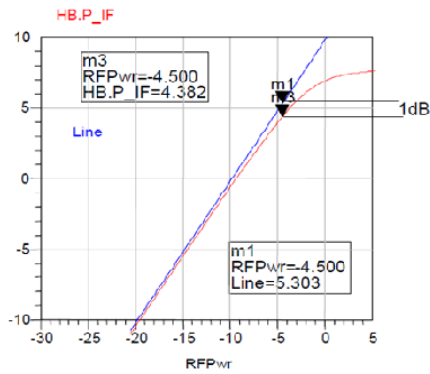
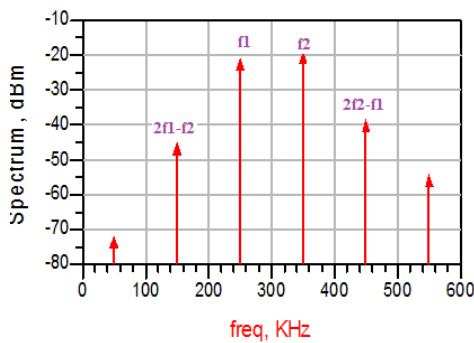
^{۱۷} Gilbert Cell Mixer

جدول ۶. مقایسه‌ی پارامترهای شبیه‌سازی و عملی بخش مخلوط‌کننده

نقطه فشردگی	شبیه‌سازی	ADL5801
۱dB	---	۱۳
IIP3	۲۴dBm	۲۸
ایزولاسیون RF به IF	۱۰۰/۲dB	۲۵dBc
ایزولاسیون LO به RF	۸۷/۹dB	-۳۰
ایزولاسیون LO به IF	۴۸/۳dB	-۲۷
بهره تبدیل در ۵۰MHz	۷/۱۱dB	۷/۱۵dB

فیلتر پایین‌گذر

چهارمین بلوک، فیلتر پایین‌گذری است که بتواند سیگنال سینوسی که دارای فرکانس تداخلی ثانویه (۳۰۰ کیلوهرتز) است را از خروجی مخلوط‌کننده دریافت کند. مدار فیلتر در شکل ۸ رسم شده است.



Fundamental Output Freqs. (Down Conversion)	3rd Order IMD Carrier to 3rd order IMD ratio	
	LSB	USB
250.000 k 350.000 k	24.136	19.433

شکل ۷. نقطه فشردگی 1dB (شکل بالا) و طیف فرکانسی خروجی مخلوط‌کننده و محاسبه اعوجاج هارمونیک مرتبه ۳ ورودی (IIP3)

چون تقویت‌کننده کم نویز طراحی شده در بخش قبل دارای خروجی 50Ω است، پس برای داشتن تطبیق امپدانس باید مقاومت ورودی مخلوط‌کننده را 50Ω انتخاب کنیم. مقدار اولیه‌ی R_s را 10Ω انتخاب می‌کنیم و از فرآیند CMOS14 0.5 μm در تحلیل‌ها استفاده می‌شود. در مرحله اول شبیه‌سازی، تمامی عرض گیت‌ها $231\mu m$ فرض شده است، اما باید توجه شود که ماسفت‌های سوئیچینگ توسط مقدار ولتاژ راه‌اندازی گیت که لازم است بین $200-400\text{ mV}$ باشد، راه‌اندازی شده باشند. طبق معادله ۶ هدایت انتقالی با فرض $V_{gs} - V_T = 0.3\text{V}$ برابر با $g_m = 0.02$ می‌شود و با جای‌گذاری در معادله ۵ برابر $W = 233\mu m$ می‌شود. نتایج طراحی در جدول ۵ به صورت خلاصه آورده شده است. مخلوط‌کننده از لحاظ IIP3 و نقطه فشردگی 1dB بررسی و نتیجه حاصل شده توسط نرم افزار ADS در شکل ۷ رسم شده است. برای محاسبه IIP3 می‌توان از رابطه زیر و طیف فرکانسی نشان داده شده در شکل ۷ استفاده کرد [۱۶]:

$$IIP3 \Big|_{dBm} = \frac{\Delta p|_{dB}}{2} + Pin|_{dBm} \quad (7)$$

از روش گرافیکی برای به دست آوردن IIP3 استفاده شده است که با توجه به دامنه‌های هارمونیک‌های نشان داده شده در شکل ۷، IIP3 برابر با ۲۴ dBm در LSB و ۱۹/۴۳۳ در USB است.

برای ساخت بخش مخلوط‌کننده از قطعاتی چون ADL5801، SYM-25DHW و ADL5802 که دارای مشخصات مناسبی هستند می‌توان استفاده کرد. این قطعات هر کدام دارای محدوده فرکانس ورودی و خروجی مناسب با فرکانس بخش مخلوط‌کننده‌ی سیستم اندازه‌گیری جابه‌جایی هستند. جدول ۶ مقایسه بین نتایج شبیه‌سازی و نتایج عملی تراشه‌های انتخابی را نشان می‌دهد.

جدول ۵. فرضیات طراحی شده برای شبیه‌سازی مخلوط‌کننده سلول گیلبرت

مقدار	پارامتر
۶mA	جریان دنباله ^{۱۸}
10Ω	مقاومت‌های دیژنراسیون سورس
$233\mu m$	عرض گیت ماسفت‌ها
$0.6\mu m$	طول گیت ماسفت‌ها
50Ω	مقاومت بار
۲/۵V	منبع تغذیه

^{۱۸}Tail current

باید توجه داشت که این فیلترها پیاده‌سازی نشده‌اند و فقط در این مقاله شبیه‌سازی شده‌اند. در عمل با استفاده از مقاومت‌های R_3 و R_4 در شکل ۶ و با قرار دادن یک خازن با ظرفیت مناسب بین پایانه‌های خروجی iF ، در واقع یک فیلتر پایین گذر خواهیم داشت و دیگر نیازی به پیاده‌سازی این مرحله در عمل نمی‌باشد.

بخش اندازه‌گیر فاز

آخرین بخش سیستم الکترونیکی تداخل‌سنج سوپرهتروداین، بخش اندازه‌گیری فاز است. سیگنال‌های دریافت شده از بخش آماده‌سازی سیگنال، پس از بازسازی، توسط یک مقایسه‌گر سرعت بالا به پالس دیجیتال تبدیل شده و به این بخش اعمال می‌شوند. دو پالس با فرکانس 300KHz که با هم اختلاف فاز داشته و از مسیرهای مینا و اندازه‌گیری دریافت می‌شوند به منظور اندازه‌گیری اختلاف فاز، به این بلوک اعمال می‌شوند.

در تداخل‌سنج سوپرهتروداین، زاویه‌ی فاز $\phi(t)$ به‌وسیله‌ی اندازه‌گیری زمان و استفاده از پالس ساعت سرعت بالا، سنجیده می‌شود. این بدین معنی است که قابلیت تفکیک‌پذیری زمانی پارامترها و فرکانس سیگنال، قابلیت تفکیک‌پذیری زاویه‌ای را تعیین می‌کند. پس داریم [۱۷]:

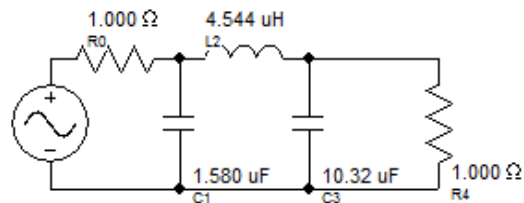
$$\Delta\theta = 360^\circ f \Delta\tau \quad (9)$$

که در این رابطه $\Delta\theta$ قابلیت تفکیک‌پذیری زاویه‌ای در واحد درجه، f فرکانس سیگنال در واحد Hz و $\Delta\tau$ قابلیت تفکیک‌پذیری زمانی در واحد ثانیه است. پس هر چه از شمارنده‌ای با قابلیت تفکیک‌پذیری بالاتری استفاده شود، قابلیت تفکیک‌پذیری زاویه‌ای بالاتری حاصل خواهد شد.

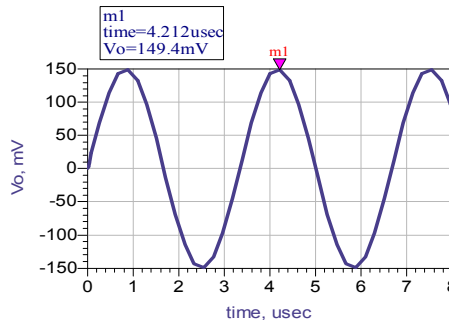
دو پالس تولید شده که با هم اختلاف فاز کمی دارند به یک شمارنده سرعت بالا اعمال می‌شوند. این شمارنده یک مبدل زمان به دیجیتال است (TDC-GP1) که فواصل زمانی را به مقادیر دیجیتالی با سرعت بالا تبدیل می‌کند. تعداد شمارش با توجه به رابطه ۱۰ به فاز تبدیل [۱۷] و بر روی LCD نمایش داده می‌شود.

$$\Delta\phi = 360^\circ f N \Delta\tau \quad (10)$$

شمای این بخش در شکل ۱۰ نشان داده شده است. با توجه به شکل، لبه‌ی پالس‌هایی که به ورودی‌های STOP1 و STOP2 (پایه شماره ۴۱ و ۳۸ تراشه) وارد شده‌اند نسبت به یکدیگر اندازه‌گیری می‌شوند. شمارنده TDC-GP1 در فاصله اختلاف فاز بین دو پالس شروع به شمارش می‌کند و نتایج شمارش در ثبات نتایج^{۲۰} ذخیره می‌شود که از طریق رابط میکروکنترلر قابل خواندن است. مقادیر در این ثبات به صورت ۸ بیتی



شکل ۸. مدار فیلتر پایین گذر مرتبه سه از نوع بسل



شکل ۹. سیگنال خروجی مخلوط‌کننده بعد از عبور از فیلتر پایین گذر

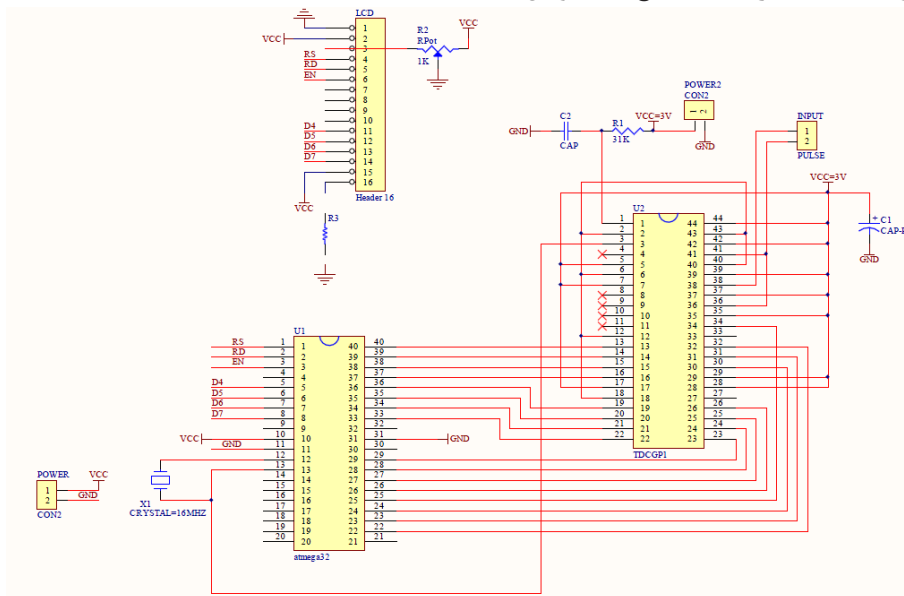
تابع تبدیل این فیلتر برابر است با:

$$\frac{2.7 \times 10^{16}}{7.299 \times 10^{0.05} \times S^2 + 11S + 2.7 \times 10^{16}} \quad (8)$$

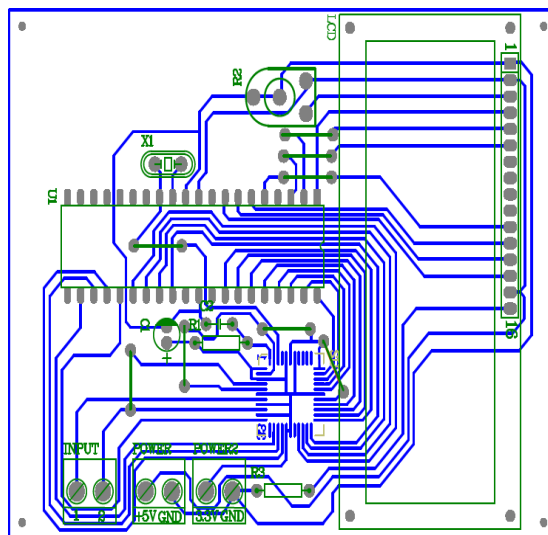
سیگنالی که بعد از این فیلتر مشاهده می‌شود همان سیگنالی است که توسط تقویت‌کننده، تقویت شده و توسط مخلوط‌کننده به فرکانس پایین‌تر (فرکانس تداخلی ثانویه) منتقل شده است. این سیگنال در شکل ۹ نشان داده شده است. سیگنالی که بعد از این فیلتر مشاهده می‌شود همان سیگنالی است که توسط تقویت‌کننده، تقویت شده و توسط مخلوط‌کننده به فرکانس پایین‌تر (فرکانس تداخلی ثانویه) منتقل شده است. این سیگنال دارای فرکانس 300kHz و دامنه 150 میلی‌ولت است. سیگنالی مشابه با همین سیگنال از مسیر دیگر دریافت می‌شود. این دو سیگنال اختلاف فاز کمی متناسب با اختلاف مسیر نوری^{۱۹} نسبت به یکدیگر دارند. همان‌طور که بیان شد جریان خروجی آشکارساز نوری به‌منی در حدود 80 میکروآمپر است (که با توجه به امپدانس ورودی 50 اهم تقویت‌کننده، دامنه سیگنال ورودی معادل 4 mV خواهد بود). این سیگنال پس از تقویت‌کننده با بهره $19/1\text{ dB}$ به میزان تقریبی 40 میلی‌ولت می‌رسد و با توجه به مخلوط‌کننده با بهره تبدیل $7/5\text{ dB}$ این مقدار دامنه به تقریباً 200 میلی‌ولت می‌رسد اما به دلیل تلفات موجود دامنه این سیگنال بعد از فیلتر برابر با 150 میلی‌ولت شده است. لازم به ذکر است در عمل به دلیل وجود نداشتن بخش جداگانه‌ای برای فیلتر این تلفات حذف شده و به دامنه بالاتری در این بخش می‌رسیم.

نمود. در این طرح از کریستال ۱۶MHz استفاده شده است. از منابع ولتاژ جداگانه برای TDC-GP1 و میکروکنترلر استفاده شده است تا نوسانات میکروکنترلر باعث اختلال در کار شمارنده نشود. ولتاژ ۳/۳ و ۵ ولت به ترتیب برای تغذیه تراشه شمارنده و میکرو استفاده شده است. همچنین از نمایشگر کریستال مایع ۱۶×۲ برای نمایش داده‌های خوانده شده توسط میکرو استفاده کرده‌ایم. طرح مدار چاپی که برای این بخش رسم شده است یک فیبر یک لایه است که در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

ذخیره می‌شود. مقادیر ثابت‌های TDC-GP1 توسط پایه‌های WRN (پایه شماره ۳۱)، RDN (شماره ۳۰)، CSN (شماره ۳۲) و ALE (شماره ۲۹) ذخیره و خوانده می‌شوند. با یک شدن پایه ALE آدرس داخلی ایجاد می‌شود و ثابت‌ها می‌توانند به طور مستقیم آدرس‌ها را دریافت کنند. نکته‌ای که باید به آن توجه کرد مقدار دهی اولیه تراشه است. قبل از شروع اندازه‌گیری، مستقل از مود اندازه‌گیری، مقداردهی اولیه لازم است. می‌توان با فعال کردن پایه Reset (پایه RST_N) این کار را انجام داد. برای فعال‌سازی کانال‌های STOP1 و STOP2 دو پایه به نام-های EN_STOP1 و EN_STOP2 را باید به منبع تغذیه وصل



شکل ۱۰. مدار بخش اندازه‌گیری فاز



شکل ۱۱. طرح مدار چاپی بخش اندازه‌گیر فاز

- [1] H. Wenmei, "Optical parts and the nonlinearity in heterodyne interferometer", Precision Engineering, vol. 30, no. 3, pp. 337-34, 2005.
- [2] S. Olyae, M. S. E. Abadi, S. Hamed, and F. Finizadeh, "Refractive index determination and nonlinearity modeling in fuel cells using laser heterodyne interferometer", International Journal of Hydrogen Energy, vol. 36, no. 20, pp. 13255-13265, 2011.
- [3] S. C. Lee, G. H. Heo and K. H. You., "Adaptive TLS for nonlinearity compensation in laser interferometer", International journal of Control and automation, vol. 2, no. 1, pp. 38-43, 2009.
- [4] H. Juju, H. Haijiang and J. Yinghua, "Detection method of nonlinearity errors by statistical signal analysis in heterodyne Michelson interferometer", Optics Express, vol. 18, no. 6, pp. 5831-5839, 2010.
- [5] S. Olyae, S. Hamed, Z. Dashtban, "Efficient performance of neural networks for nonlinearity error modeling of three-longitudinal-mode interferometer in nano-metrology system", Precision Engineering, vol. 36, pp. 379-387, 2012.
- [6] S. Olyae, T.H. Yoon and S. Hamed, "Jones matrix analysis of frequency mixing error in three-longitudinal-mode laser heterodyne interferometer", IET Optoelectronics, vol. 3, no. 5, pp. 215-224, 2009.
- [7] T. Yokoyama, T. Araki, Sh. Yokoyama and N. Suzuki, "A subnanometer heterodyne interferometric system with improved phase sensitivity using a three-longitudinal-mode He-Ne laser", Measurement Science and Technology, vol. 12, no. 2, pp. 157-162, 2001.
- [8] S. Olyae and S. Hamed, "A low-nonlinearity laser heterodyne interferometer with quadrupled resolution in the displacement measurement", The Arabian Journal for Science and Engineering, vol. 36, no. 2, pp. 279-286, 2010.
- [9] J. Guo, Y. Zhang and S. Shen, "Compensation of nonlinearity in a new optical heterodyne interferometer with doubled measurement resolution", Optics Communications, vol. 184, no. 1-4, pp. 49-55, 2000.
- [10] K. M. Baird, "A New Method in Optical Interferometry", Journal of the Optical Society of America, vol. 44, no. 1, pp. 11-13, 1954.
- [11] C. F. Bruce and R. M. Hill, "Wavelengths of Krypton 86", Mercury 198, and Cadmium 114, Australian Journal of Physics, vol. 14, no.1, pp. 64-88, 1961.
- [12] E. R. Peck and S. W. Obetz, "Wavelength or length measurement by reversible fringe counting", Journal of the Optical Society of America, vol. 43, pp. 505-509, 1953.

در این مقاله بخش‌های الکترونیک تداخل‌سنج لیزری سوپرهتروداین به منظور اندازه‌گیری جابه‌جایی در ابعاد نانومتر طراحی، شبیه‌سازی شد. مدارهایی چون تقویت‌کننده کم نویز، فیلتر میان‌گذر به منظور عبور سیگنال با فرکانس ۵۰۰ مگاهرتز، مخلوط‌کننده متعادل دو گانه با خروجی IF برابر با ۳۰۰ کیلوهرتز و محدوده RF/LO برابر با ۵۰۰ مگاهرتز و فیلتر پایین‌گذر به منظور عبور سیگنال با فرکانس ۵۰۰ مگاهرتز و مدار اندازه‌گیر فاز نیاز است.

به دلیل کم بودن سطح جریان دریافتی از بخش نوری، یک تقویت‌کننده کم نویز با فناوری CMOS 0.5 μ m از نوع کاسکود با عرض گیت برابر با $\frac{500}{0.6}$ طراحی و شبیه‌سازی شد که به بهره ۱۹/۱ دسی‌بل و عدد نویز ۲/۸ دسی‌بل در فرکانس ۵۰۰ مگاهرتز دست یافتیم. با توجه به این مشخصات از نوع عملی ADL5536 با بهره ۱۹/۴۱ و عدد نویز ۲/۷ استفاده کردیم. یک فیلتر میان‌گذر از نوع بسل با فرکانس مرکزی ۵۰۰ مگاهرتز شبیه‌سازی شد. و پس از آن، یک مخلوط‌کننده متعادل دوگانه سلول گیلبرت طراحی و شبیه‌سازی کردیم که به بهره تبدیل ۷/۵۱۱ دسی‌بل با ورودی RF برابر با ۵۰۰ مگاهرتز، ورودی LO برابر با ۵۰۰/۳ مگاهرتز، خروجی IF برابر با ۳۰۰ کیلوهرتز و اعوجاج هارمونیک مرتبه سوم برابر با ۲۴dBm رسیده‌ایم. برای این بخش در عمل از مخلوط‌کننده ADL5801 استفاده کردیم. این مخلوط‌کننده دارای بهره تبدیل ۷/۵dB، نقطه فشردگی ۱۳/۳dBm، اعوجاج هارمونیک مرتبه سوم برابر با ۲۸/۵dBm، ایزولاسیون LO به IF برابر با ۲۷dBm، ایزولاسیون LO به RF برابر با ۳۰dBm و ایزولاسیون RF به IF برابر با ۳۵dBc است. فیلتر پایین‌گذر از نوع بسل با فرکانس قطع ۳۰۰ کیلوهرتز برای عبور سیگنال با فرکانس تداخلی ثانویه بعد از مخلوط‌کننده قرار داده شد. در نهایت دو سیگنال آنالوگ بازسازی شده به یک مقایسه‌گر سرعت بالا داده شد و پس از تبدیل به پالس دیجیتال به بخش اندازه‌گیر فاز فرستاده شد. در عمل در بخش اندازه‌گیر فاز یک شمارنده سرعت بالا با قابلیت تفکیک‌پذیری یک نانو ثانیه به نام TDC-GP1 استفاده شد. این شمارنده فواصل زمانی را به مقادیر دیجیتالی تبدیل می‌کند و تعداد شمارش با رابطه‌ای که با فاز داشت، توسط میکروکنترلر بر روی LCD نمایش داده می‌شود. به این ترتیب فاز متناظر با جابه‌جایی نانومتری در تداخل‌سنج سوپرهتروداین آشکار می‌شود.

- [16] B. Razavi, "RF microelectronic", Prentice Hall communications engineering and emerging technologies, 1998, ISBN 0-13-887571-5, Chapter 6.
- [17] F. C. Demarest, "High-resolution, high speed, low data age uncertainty, heterodyne displacement measuring interferometer electronics", Measurement Science and Technology, vol. 9, no. 7, pp .1024-30, 1998.
- [13] R. Crane," Interference phase measurement", Appl. Opt, Vol. 8, pp. 538-543, 1969.
- [14] M. J. Lavan, W. K. Cadwallender and T. F. De Young, "Heterodyne interferometer to determine relative optical phase changes", Review of Scientific Instruments, vol. 46, no. 5, pp. 525-527, 1975.
- [15] Th. Lee, "The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated circuits", Cambridge University Press, 2004, Second edition, ISBN 0-521-835389-9, Chapter 13.