نشریه علمی «علوم و فناوری‌های پدافند نوین»
سال دهم، شماره ۱، بهار ۱۳۹۸؛ ص ۱۸-۱۱

طراحی بخش جلویی گیرنده پهن‌باند کم‌توان با استفاده از فیلترهای فعال و غیرفعال چندمسیره

جلیل مظلوم*
استادیار، دانشکده مهندسی برق دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری
(دریافت: ۹۶/۰۹/۲۷، پذیرش: ۹۶/۱۱/۲۰)

چکیده

کنترل، نظارت، شناسایی و سیستم‌های اطلاعاتی در پدافند نوین نیازمند سامانه‌های رادیویی کم‌مصرف با پوشش‌دهی استانداردهای مخابراتی متفاوت است. در این مقاله با به‌کارگیری روش نوین مخلوط‌کننده‌های فعال و غیرفعال چندمسیره، بخش جلویی یک گیرنده بسیار کم‌توان با قابلیت تنظیم شدن در طیف وسیع فرکانسی و با قابلیت استفاده در استانداردهای مخابراتی متنوع ارائه شده است. در این پژوهش ضمن تحلیل روش فیلترهای چندمسیره مرسوم و پیشرفته، بررسی جزئی گیرنده‌های مشابه پیشین نیز صورت گرفته است. با اعمال یک سری اصلاحات در طراحی و پیاده‌سازی، عدد نویز گیرنده بهبود یافته است و پایداری ساختاری مدار گیرنده تضمین شده است. برای اثبات درستی عملکرد گیرنده پیشنهادی از نرم‌افزار قدرتمند طراحی مدارات مجتمع Cadence استفاده شده است و بخش جلویی گیرنده تا تنها یک قدم قبل از ساخت کامل، شبیه‌سازی شده است. بر مبنای نتایج شبیه‌سازی با استفاده از ترانزیستورهای فناوری CMOS 90nm-TSMC، توان مصرفی به میزان قابل‌توجهی به نسبت ساختار مشابه کاهش یافته است و عدد نویز و S11، در تمام گستره فرکانسی ۱/۸۵گیگاهرتز، به ترتیب کمتر از ۳/۶دسی‌بل و ۱۰- دسی‌بل به دست آمده است. توان مصرفی بدون احتساب ساعت اعمالی کمتر از ۱۵میلی‌وات است و IIP3 خارج باندی به میزان ۸ دسی‌بل میلی‌وات به دست آمده است.

کلیدواژه‌ها: مخلوط‌کننده Nمسیره فعال، مخلوط‌کننده Nمسیره غیرفعال، بخش جلویی گیرنده، فیلتر چندمسیره

A Low-power Wideband Receiver Front-end Employing Active and Passive N-path Filters

J. Mazloum
Shahid Sattari Aeronautical University
(Received: 18/12/2017; Accepted: 09/02/2018)

Abstract

Control, inspection, detection, and transmitting or receiving data in modern defence principles, essentially requires the low-power radio frequency systems with the ability of operating at various communication standards. In this paper, employing the modern method of active and passive N-path filters, a receiver front-end with the ability of tunablity at various standards and frequencies is proposed. In addition to the analysis of conventional and advanced N-path filters, the prior similar structures are discussed in details. Applying some modifications in the previous structure, not only the NF has been improved but also the power consumption has been considerably decreased, while the stability has been guaranteed. To verify the correctness of the proposed receiver front-end, the cadence IC design tool has been used to simulate the system. According to the simulation results, using CMOS90nm transistors, the amount of power consumption has been remarkably decreased with respect to the previous similar structures. The NF and S11 values in the whole of frequency range, DC to 1.85GHz, are less than 3.6dB and -10dB, respectively. The power consumption is less than 15mW including the power consumption of the recombiners. The out of band IIP3 is +8dBm.

Keywords: Blind Identification, Space-Time Codes, Correlation Matrix, Decision Tree

* Corresponding Author E-mail: j_mazloum@sbu.ac.ir

۱. مقدمه

سازمان‌های ارتش جهانی، استفاده از طیف فرکانس‌های رادیویی را به عنوان یکی از شروط اولیه موفقیت در عملکرد نظامی برمی‌شمارند. طیف فرکانسی مورد استفاده در کاربری‌های نظامی می‌تواند از کمترین فرکانس‌ها (۱۴ کیلوهرتز) تا بیش‌ترین آن (۱۰۰ گیگاهرتز) را شامل شود [۱]. گیرنده‌های امروزی در سه مورد مهم ضعف دارند که عبارت‌اند از: توان مصرفی زیاد، عدم پوشش طیف فرکانسی وسیع، عدم قابلیت تنظیم‌پذیری سریع در فرکانس‌های مختلف با کاربردهای مختلف. بخش جلویی گیرنده توان مصرفی چشمگیری به مدار تحمیل می‌کند و باید آن را با استفاده از شیوه‌های کاهش توان، بهبود داد. در حالت عادی برای پوشش استانداردهای مخابراتی گوناگونی مانند GSM، IEEE802.11a/b/g، GPS و غیره، اجبار به استفاده از چند آنتن و چند گیرنده وجود دارد که به معنای افزایش حجم افزاره، توان مصرفی به شدت بالا است [۲].

طراحی یک بخش جلویی با قابلیت پوشش هم‌زمان چندین استاندارد مخابراتی مختلف می‌تواند نیاز ما را به چند دستگاه مختلف حجیم برآورده سازد. همچنین کاهش توان مصرفی می‌تواند طول عمر باتری را افزایش دهد و به همین سبب قابلیت استفاده از آن به صورت همراه در مناطق با شرایط سخت نظامی را میسر می‌نماید. روش نوین فیلترهای چندمسیره موسوم به فیلترهای N-path امکان انتخاب کانال داده مطلوب را حتی در ورودی آنتن فراهم می‌سازد. در این شیوه می‌توان پهنای باند دریافتی را به صورت دلخواه تنظیم نمود و می‌توان با تغییر فرکانس کلیدزنی، که بر کلیدها اعمال می‌شود، فرکانس مطلوب دریافتی را در یک طیف وسیع تنظیم نمود. استفاده از فیلترهای چندمسیره نیاز ما را به استفاده از فیلترهای مرسوم SAW از بین می‌برد و در عمل حجم تراشه را به شدت کاهش می‌دهد [۱].

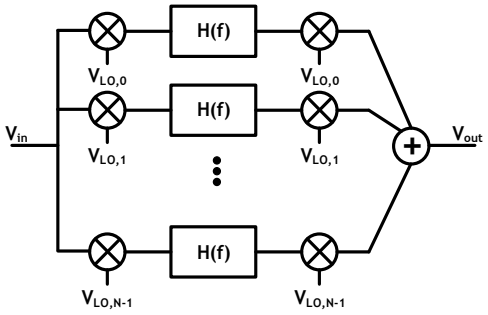
انتقال امپدانس از فرکانس‌های پایین باند پایه به فرکانس‌های بالای RF در ساختار فیلترهای میان‌گذر Nمسیره، ویژگی پرکاربردی در سال‌های اخیر بوده است [۲-۱۵]. فیلترهای Nمسیره مرسوم با استفاده از تعدادی ترانزیستور کلید و امپدانس خازنی پیاده‌سازی می‌شوند و درنهایت فیلتری میان‌گذر با ضریب کیفیت بالا می‌سازند. به دلیل عدم وجود عایق‌سازی بازگشتی در مخلوط‌کننده‌های غیرفعال، انتقال امپدانس از فرکانس‌های باند پایه به فرکانس‌های رادیویی در ورودی هم صورت خواهد پذیرفت [۳-۶]. اگر به این مدارها به عنوان یک فیلتر میان‌گذر بنگریم، فرکانس مرکزی آن توسط فرکانس کلید به دقت قابل تنظیم است و بنابراین برای استفاده در گیرنده‌های تنظیم‌پذیر پهن‌باند با قابلیت پوشش چند استاندارد مخابراتی مناسب خواهد بود [۳].

عدد نویز در این فیلترها به طور معکوس با مقدار N نسبت دارد. این بدان معناست که با افزایش N می‌توان میزان نویز را کاهش داد و در نتیجه تلفات الحاقی در حد قابل قبولی است. همچنین از آن جا که در این ساختارها به طور معمول از خازن و کلید استفاده می‌شود، فیلتر حاصل دارای خطسانی بالا و در پی آن IIP_3 کاملاً مطلوب است و در گستره فرکانسی وسیعی قابل تنظیم هستند [۲، ۳ و ۸]. فیلترهای میان‌گذر Nمسیره توسط مخلوط‌کننده‌های فعال نیز قابل پیاده‌سازی هستند [۷].

در بخش دوم این مقاله ساختار کلی فیلترهای میان‌گذر Nمسیره مورد مطالعه قرار خواهد گرفت. بخش سوم، یک گیرنده پهن‌باند پیاده‌سازی‌شده با فیلترهای فعال و غیرفعال چندمسیره، ارائه‌شده در [۷]، مورد نقد و بررسی قرار خواهد گرفت و معایب آن برشمرده خواهد شد. در بخش چهارم علاوه بر رفع اشکالات ساختار قبلی، گیرنده پهن‌باند پیشنهادی ارائه می‌گردد. در بخش پنجم نتایج پیاده‌سازی مداری گیرنده پهن باند ارائه می‌شود و همچنین معیارهای سنجش گیرنده ارائه خواهند شد. بخش ششم نتیجه‌گیری را عنوان می‌کند.

۲. فیلترهای میان‌گذر N مسیره مرسوم

شکل (۱)، مدار یک فیلتر Nمسیره مرسوم را نشان می‌دهد [۱۶ و ۱۷]. هر یک از مخلوط‌کننده‌ها می‌توانند معادل یک ترانزیستور کلید باشند. این ترانزیستورها به وسیله ساعت‌هایی بدون همپوشانی با همدیگر و با فازهای متفاوت، یعنی $V_{LO,0}$، $V_{LO,1}$، ... ، $V_{LO,N-1}$ راه‌اندازی شده‌اند. با توجه به تابع ساعت اعمالی، در هرلحظه تنها یک مسیر از ورودی سیستم به خروجی آن وجود دارد و در همه حالت‌ها ترانزیستورهای کلید تنها در دو وضعیت خاموش مطلق یا ترایود عمیق (مقاومتی) عمل خواهند کرد.



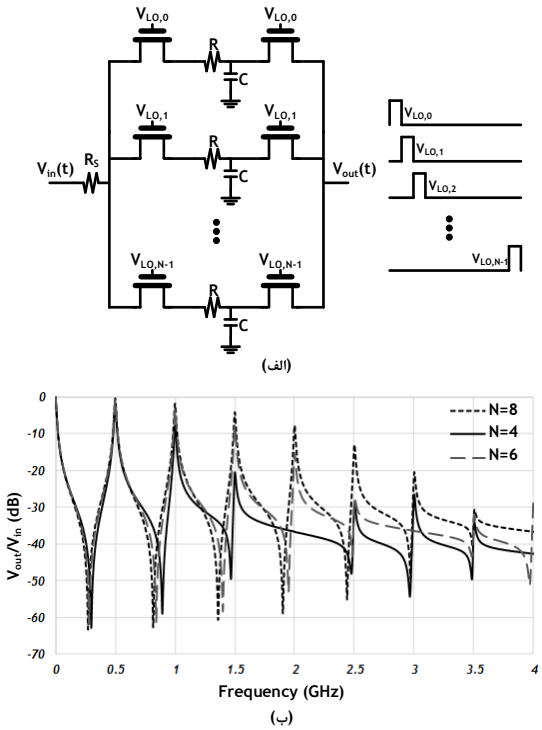
شکل ۱. معماری فیلترهای N مسیره سنتی [۱۷].

توجه شود که در این ساختار هیچ‌گونه جریان DC از ترانزیستورهای کلید عبور نمی‌کند. اگرچه تابع تبدیل هر کدام از مسیرها به تنهایی به مثابه یک سیستم LTI است، اما ساختار کلی نشان داده شده، یک سیستم متغیر با زمان متناوب خطی یا LPTV است. h(t) نشان داده‌شده در شکل (۱) می‌تواند پاسخ

ضربه هر فیلتری (بالاگذر، پایین‌گذر یا میان‌گذر) باشد که در حوزه فرکانس به فرم H(f) نمایان می‌شود.

برای مثال می‌توان به سادگی یک فیلتر پایین‌گذر RC که دارای ضریب کیفیت پایین است، به جای بلوک میان H(f) قرار داد. استفاده از چنین ساختاری منجر به انتقال فرکانسی پاسخ ضربه H(f) به فرکانس کلیدزنی (f_{LO}) و هارمونیک‌های آن می‌شود که به تفصیل مورد بررسی قرار گرفته است [۳ و ۵]. این بدان معنا است که اگر فیلتر پایین‌گذر با ضریب کیفیت پایین به جای بلوک میانی قرار گیرد، تابع تبدیل خروجی به ورودی به مثابه یک فیلتر میان‌گذر با ضریب کیفیت بالا خواهد بود که فرکانس مرکزی آن توسط فرکانس کلیدزنی قابل تنظیم است.

شکل (۲)-الف یک فیلتر Nمسیره کاملاً غیرفعال را نشان می‌دهد که تنها توسط خازن و کلید پیاده‌سازی شده است. همچنین ساعت متناظر اعمالی به ترانزیستورهای کلید در این شکل رسم شده‌اند. باید توجه داشت که به جهت همسانی همه مسیرها، پهنای پالس همه فازهای ساعت اعمالی برابر T/N و در نتیجه چرخه کار برابر 1/N است.



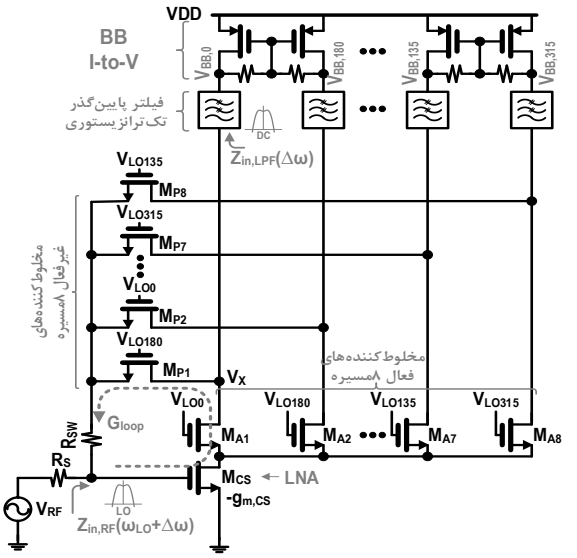
شکل ۲. الف) نمونه فیلتر میان‌گذر N مسیره مرسوم پیاده‌سازی‌شده با عناصر غیرفعال، ب) تابع تبدیل خروجی به ورودی به ازای مقادیر متفاوت N (شبیه‌سازی با نرم‌افزار Cadence ((pss+pac)) f_s=500MHz، C_{total}=40pF، R_S=50Ω، R=500Ω.

با استفاده از تحلیل (pss+pac) تابع تبدیل خروجی به ورودی در این فیلتر به ازای مقادیر متفاوت N به دست آمده و در شکل (۲)-ب ترسیم شده است. همان طور که از شکل پیداست پاسخ فرکانسی فیلتر پایین‌گذر RC با ضریب کیفیت پایین به فرکانس کلیدزنی (f_{LO}=500MHz) و هارمونیک‌های آن انتقال فرکانسی یافته است. در ساختار مرسوم در تمام هارمونیک‌ها به جز هارمونیک‌هایی که ضرایب صحیحی از N هستند، گزینش‌پذیری هارمونیکی دیده می‌شود. در ساختار تفاضلی گزینش‌پذیری هارمونیکی فیلتر Nمسیره تنها در هارمونیک‌های فرد (هارمونیک‌ها با ضرایب صحیح فرد) رخ خواهد داد.

با دقت در نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌شود که با افزایش N، تلفات فیلتر در فرکانس گزینش کاهش می‌یابد و بنابراین عدد نویز را تا حدودی بهبود می‌دهد. همچنین افزایش N، اولین تاشوندگی از هارمونیک‌های ساعت را به فرکانس‌های بالاتری منتقل می‌کند [۳ و ۵].

۳. تحلیل و بررسی ساختار مداری قبلا گزارش شده

ساختار مداری بخش جلویی گیرنده پهن‌باند که قبلا گزارش شده [۷]، در شکل (۳) نشان داده شده است. در این شکل ترانزیستور M_{cs} نقش LNA را به عهده دارد. ترانزیستورهای M_{A1-8} یک مخلوط‌کننده فعال هشت مسیره را تشکیل می‌دهند که با یک ساعت با فرکانس کلیدزنی LO و در هشت فاز بدون همپوشانی راه‌اندازی شده‌اند و وظیفه انتقال فرکانسی سیگنال ورودی RF را دارد. یک فیلتر پایین‌گذر، که یک ترانزیستور در ابعاد نسبتاً بزرگ است، بر روی هرکدام از ترانزیستورهای مخلوط‌کننده فعال قرار داده شده است که به عنوان یک فیلتر حالت‌جریانی در فرکانس پایین عمل می‌کند و سیگنال‌های نامطلوب با فرکانس بالاتر را تضعیف خواهد نمود.



شکل ۳. بخش جلویی گیرنده پهن‌باند با قابلیت استفاده مجدد از جریان و پیاده‌سازی‌شده با مخلوط‌کننده‌های فعال و غیرفعال چندمسیره، قبلا گزارش شده [۷].

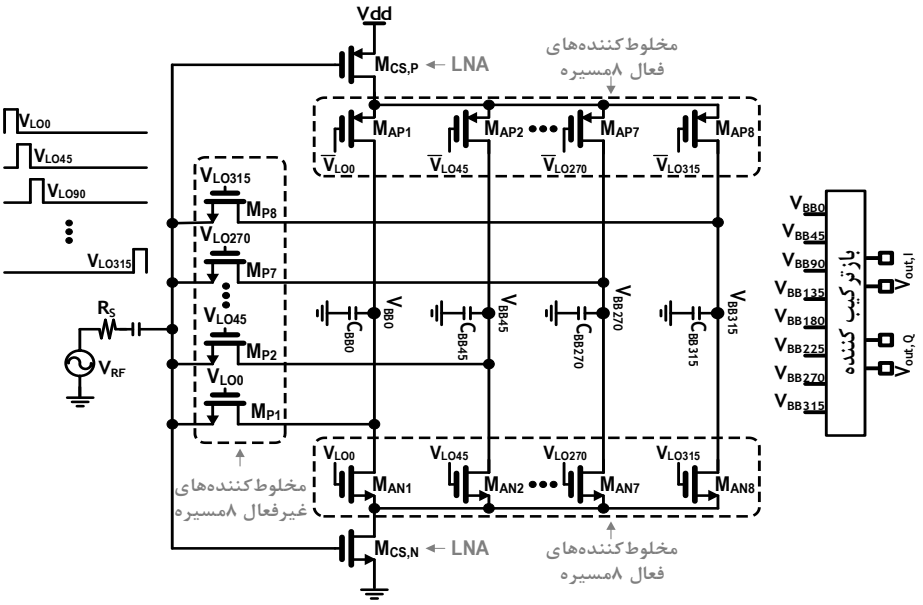
ترانزیستورهای M_{P1-8} در نقش یک فیلتر غیرفعال ۸مسیره عمل می‌کند که از نظر ترتیب فازی نسبت به مخلوط‌کننده‌های M_{A1-8} با ۱۸۰درجه اختلاف‌فاز راه‌اندازی شده‌اند. همان‌طور که پیش‌تر نیز ذکر شد، به دلیل عدم وجود عایق بازگشتی در مخلوط‌کننده‌های غیرفعال یا ترانزیستورهای کلید، در ورودی انتظار داریم که امپدانس باند پایه به فرکانس بالا انتقال بیابد. در واقع اگر از سمت ورودی به مدار نگاه کنیم یک فیلتر میان‌گذر با فرکانس مرکزی f_{LO} و قدرت پس‌زنی قابل توجه را خواهیم داشت. همچنین مخلوط‌کننده غیرفعال ۸مسیره به دلیل اختلاف‌فاز ۱۸۰درجه که نسبت به مخلوط‌کننده فعال دارد، یک حلقه پس‌خور مثبت را ایجاد خواهد کرد. به همین دلیل برای داشتن حاشیه پایداری مناسب، بهره حلقه را به صورت $G_{loop}=0.55$ با شرط $Z_{in,RF}\geq 0$ در نظر گرفته‌اند. از طرف دیگر خاصیت دوطرفه‌بودن مخلوط‌کننده غیرفعال باعث انتقال امپدانس $Z_{in,LPF}$ با فرکانس باند پایه به $Z_{in,RF}$ با فرکانس RF می‌شود و تطبیق امپدانس را در فرکانس مطلوب ممکن می‌سازد. در نظر باید داشت که حلقه پس‌خور با کپی کردن ولتاژ DC گره V_x به V_{in}، ولتاژ بایاس ورودی را تأمین می‌نماید.

در این حلقه با توجه به معیارهای مداری، نویز ناشی از R_{SW} در ترانزیستورهای کلید مخلوط‌کننده غیرفعال، با عبور از طبقه $-g_{mcs}$ با فاز مخالف در نقطه V_X جمع می‌شود و نویز مشترک ناشی از فیلتر پایین‌گذر LPF نیز با عبور از طبقه $-g_{mcs}$ با ۱۸۰درجه اختلاف‌فاز اضافه می‌شود تا به این شکل حذف نویزی رخ دهد و نویز کل به نویز حرارتی تقویت‌کننده کم‌نویز مدار یا ترانزیستور M_{cs} محدود شود.

۴. بخش جلویی گیرنده پیشنهادی

ساختار قبلا گزارش شده [۷] معایبی دارد که از جمله آن‌ها می‌توان به مشکل پایداری به دلیل وجود پس‌خور مثبت، عدد نویز بالا، گستره فرکانسی کاری اندک، استفاده از دو منبع تغذیه جداگانه و طراحی نسبتاً پیچیده به منظور دستیابی به تطبیق امپدانس (هم‌زمان با پایداری) اشاره نمود. به همین دلیل برای رفع و بهبود ساختار، ساختار ترسیم‌شده در شکل (۴) را پیشنهاد می‌کنیم که متشکل از بلوک‌های زیر است: دو ترانزیستور استفاده‌کننده مجدد از جریان در نقش تقویت‌کننده کم‌نویز، مخلوط‌کننده فعال ۸مسیره، پس‌خور منفی پیاده‌سازی شده با مخلوط‌کننده غیرفعال ۸مسیره و یک بازترکیب‌کننده انتهایی برای تولید سیگنال خروجی.

با حذف حلقه پس‌خور مثبت در ساختار پیشین، پایداری در این ساختار تضمین شده است و با تبدیل ترانزیستور M_{CS} به دو ترانزیستور استفاده‌کننده مجدد از جریان ($M_{CS,N}$ و $M_{CS,P}$) عدد نویز نسبتاً پایین تثبیت شده است. به دلیل عدد نویز نسبتاً پایین، گستره فرکانسی قابل پوشش تا حد زیادی بهبود داده شده است. در این طراحی تنها از یک منبع تغذیه V_1 استفاده شده است. همچنین تطبیق امپدانس در طبقه اول و تأمین ولتاژ بایاس ورودی توسط پس‌خور منفی به وجود آمده است. در ادامه عملکرد هر بلوک شرح داده خواهد شد. توجه باید داشت که در این ساختار ترانزیستورهای فعال M_{AN1-8} نوع N توسط ساعت معکوس نسبت به ساعت اعمالی به ترانزیستورهای فعال M_{AP1-8} نوع P راه‌اندازی شده‌اند.



شکل ۴. بخش جلویی گیرنده پهن باند پیشنهادی

۴-۱. ترکیب تقویت‌کننده کم‌نویز و فیلتر ۸ مسیره فعال

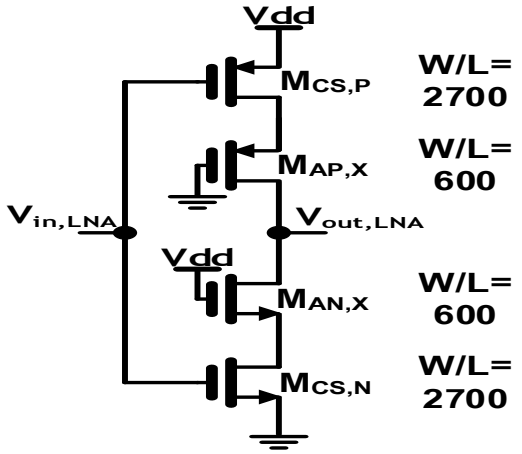
همان‌طور که از شکل (۴) پیداست، ترکیبی از تقویت‌کننده کم‌نویز (LNA) به همراه ترانزیستورهای مخلوط‌کننده فعال ۸مسیره در گیرنده پیشنهادی به‌کاررفته است. با توجه به آن‌چه پیش‌تر در خصوص فیلترهای چندمسیره عنوان شد، می‌توان دو وضعیت را برای بار خروجی متصور شد. در وضعیت اول اگر سیگنال ورودی نسبتاً دور از فرکانس کلیدزنی LO باشد، این سیگنال توسط مخلوط‌کننده‌های فعال M_{AN1-8} و M_{AP1-8} به فرکانسی دورتر از فرکانس DC انتقال فرکانسی داده خواهد شد که در آن فرکانس‌ها خازن‌های باند پایه تقریباً اتصال کوتاه هستند. بنابراین سیگنال‌هایی با فرکانس نسبتاً دور از فرکانس کلیدزنی در عمل تضعیف شدیدی را تجربه خواهند نمود. واضح است که در این وضعیت بهره LNA برابر صفر خواهد بود.

در وضعیت دوم اگر فرکانس سیگنال ورودی نزدیک به فرکانس کلیدزنی LO باشد، این سیگنال توسط مخلوط‌کننده‌های فعال به فرکانس باند پایه انتقال فرکانسی داده خواهد شد. از آن‌جا که در فرکانس باند پایه، خازن‌های باند پایه امپدانس بزرگی از خود نشان خواهند داد و همچنین از آن‌جا که به واسطه ساعت غیرهمپوشان در هر لحظه یکی از ترانزیستورهای M_{AN1-8} و یکی از ترانزیستورهای M_{AP1-8} در وضعیت روشن خواهد بود، در عمل ترکیب LNA و فیلتر ۸مسیره فعال در هر لحظه تبدیل به ساختار ترسیم‌شده در شکل (۵) خواهد شد. در این حالت برای بهره تقویت‌کننده کم‌نویز داریم:

$$A_{V,LNA} = \frac{V_{out,LNA}}{V_{in,LNA}} \approx -G_m R_{eff,out} \qquad (۱)$$

که در آن G_m هدایت انتقالی برآیند به دلیل ساختار استفاده‌کننده مجدد از جریان است و برابر است با:

$$G_m = g_{m,CS,N} + g_{m,CS,P} \qquad (۲)$$



شکل ۵. معادل لحظه‌ای ترکیب LNA و فیلتر ۸مسیره فعال در صورت اعمال سیگنال ورودی با فرکانس نسبتاً نزدیک به فرکانس LO.

همچنین $R_{eff,out}$ مقاومت دیده‌شده از خروجی برابر است با:

$$R_{eff,out} \approx g_{m,AN,X} r_{o,AN,X} r_{o,CS,N} \parallel g_{m,AP,X} r_{o,AP,X} r_{o,CS,P} \qquad (۳)$$

در این حالت عدد نویز خروجی را می‌توان از رابطه زیر محاسبه نمود:

$$NF = 1 + \frac{V_{n,out,LNA}^2}{4kTR_S \left(\frac{1}{2} \frac{V_{out,LNA}}{V_{in,LNA}} \right)^2} \approx 1 + \frac{4\gamma}{R_S G_m} \qquad (۴)$$

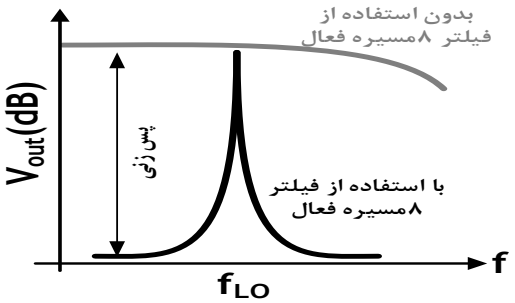
بنابر رابطه (۴) یکی از راه‌های کاهش عدد نویز افزایش مجموع هدایت انتقالی ترانزیستورهای LNA است. این به معنای افزایش ابعاد ترانزیستورها و یا توان مصرفی بیشتر خواهد بود. از آن‌جا که افزایش ابعاد ترانزیستورها به معنای از دست رفتن پهنای باند است و همچنین از آن‌جا که توان مصرفی یکی از معیارهای مهم شایستگی مدار است، باید نقطه‌ای بهینه از جنبه‌های توان مصرفی، پهنای باند پوشش گیرنده و عدد نویز یافت. برای کاهش عدد نویز تا حد مطلوب و استفاده بهینه از توان مصرفی و دستیابی به پهنای باند قابل قبول، مقادیر نشان‌داده‌شده در شکل (۵) برای عناصر مدار در نظر گرفته شده است. همچنین در این ساختار طول کانال ترانزیستور $M_{CS,N}$ به میزان ۳برابر حالت عادی و برابر ۳۰۰نانومتر در نظر گرفته شده است تا نویز فاز در اندازه‌گیری عدد نویز کم‌تر اثر داشته باشد. توجه کنید در حالتی که هر یک از مخلوط‌کننده‌های فعال روشن باشد، جریانی برابر با جریان ترانزیستور نوع P را از خود عبور می‌دهد.

نکته مهم آن‌که در صورت عدم وجود فیلتری به عنوان بار LNA انتظار داریم که مسدودکننده‌های قوی به راحتی موجب اشباع LNA شده و نویز گیرنده به طور قابل توجه بالا برود.

بنابراین به منظور تضعیف مسدودکننده‌های قوی از یک فیلتر ۸مسیره فعال استفاده‌کننده مجدد از جریان در ساختار پیشنهادی استفاده شده است. در این فیلتر ۸ مسیره، دسته اول مخلوط‌کننده‌های فعال M_{AN1-8} نوع N توسط ساعت‌های $V_{LO,0-315}$ و دسته دوم مخلوط‌کننده‌های فعال M_{AP1-8} نوع P توسط ساعت‌های $\tilde{V}_{LO,0-315}$ راه‌اندازی شده‌اند. به عبارتی دسته دوم مخلوط‌کننده‌ها توسط ساعت‌های معکوس‌شده نسبت به دسته اول راه‌اندازی می‌شوند.

شکل (۶) پاسخ فرکانسی ترکیب تقویت‌کننده کم‌نویز با فیلتر ۸مسیره فعال را در فرکانس کلیدزنی دلخواه به نمایش گذاشته است. همان‌طور که در شکل نیز پیداست، هر چه به فرکانس LO نزدیک‌تر می‌شویم، تقویت سیگنال را داریم و هر چه از آن دور

می‌شوم میزان پس‌زنی سیگنال بیشتر خواهد بود. میزان تیزی فیلتر حاصل به بزرگی خازن مصرفی باندپایه بستگی دارد. ازاین‌رو، به عنوان مثال برای دستیابی به پهنای باند ۱مگاهرتز باید میزان خازن مصرفی در هر مسیر را برابر با ۲۵۰پیکوفاراد در نظر گرفت که در نهایت خازن مجموع باند پایه برابر ۲نانوفاراد خواهد بود. همچنین بنابر نتایج شبیه‌سازی ترکیب LNA و فیلتر ۸ مسیره فعال، میزان بهره ۲۳دسی‌بل در فرکانس LO و میزان پس‌زنی حدوداً ۲۴ و ۳۹ دسی‌بل به ترتیب در فاصله ۲۰ و ۱۰۰ مگاهرتز از فرکانس LO را فراهم می‌آورد.

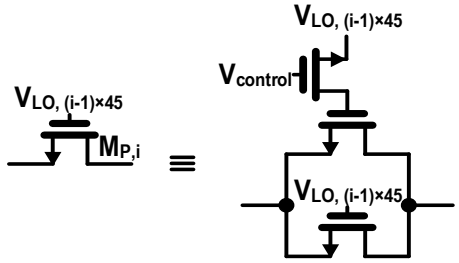


شکل ۶. پاسخ فرکانسی ترکیب تقویت‌کننده و فیلتر ۸مسیره فعال.

۴-۲. مخلوط‌کننده‌های ۸مسیره غیرفعال جهت تطبیق امپدانس در ورودی

مخلوط‌کننده‌های ۸مسیره غیرفعال یا M_{P1-8} که منجر به ایجاد یک پس‌خور منفی بین ورودی و ولتاژهای باندپایه می‌گردند، به دو منظور در این طراحی به کار گرفته شده‌اند. دلیل اول تأمین ولتاژ بایاس DC در ورودی است و بدین‌وسیله از اعمال مدار خارجی جلوگیری خواهد شد. دلیل دوم تطبیق امپدانس در ورودی برای تأمین S_{11} به میزان کم‌تر از ۱۰- دسی‌بل است. از آن‌جا که ساختار پیشنهادی می‌بایست گستره فرکانسی وسیعی را پوشش دهد، ابعاد ترانزیستورهای مخلوط‌کننده غیرفعال در دو حالت قرار داده شده است. بدین منظور در گستره فرکانسی پایین ۰/۱ تا ۱/۳ گیگاهرتز ابعاد ترانزیستورهای کلید برابر ۴میکرومتر و در گستره فرکانسی بالا ۱/۳تا ۱/۸۵گیگاهرتز ابعاد این ترانزیستورها برابر ۸میکرومتر در نظر گرفته‌شده‌اند. این مساله بدان دلیل است که بتوانیم در هر یک از این گستره‌های معیار S_{11} کم‌تر از ۱۰- دسی‌بل را تأمین نموده باشیم.

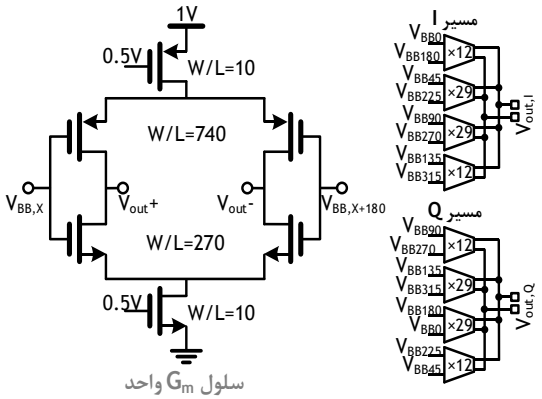
یک ولتاژ کنترلی وظیفه تعیین ابعاد مورد نیاز ترانزیستورهای مخلوط‌کننده غیرفعال در گستره فرکانسی بالا و پایین را بر عهده دارد. همان‌طور که در شکل (۷) نشان داده شده است، در هر مسیر پس‌خور بین ورودی و ۸ گره باندپایه، دو ترانزیستور کاملاً موازی با یکدیگر با ابعاد ۴میکرومتر وجود دارند، که گیت آن‌ها به ساعت‌های غیرهمپوشان $V_{LO,0-315}$ متصل است. هنگام کار در گستره فرکانسی پایین تنها یکی از این ترانزیستورها توسط ساعت راه‌اندازی می‌شود و در هنگام کار در گستره فرکانسی بالا هر دو ترانزیستور روشن خواهند بود تا ابعاد ۸میکرومتر برای این مخلوط‌کننده‌ها تأمین شود. یک ولتاژ کنترلی این تغییر بین دو گستره فرکانسی را تعیین می‌نماید.



شکل ۷. معادل پیاده‌سازی‌شده مخلوط‌کننده غیرفعال، به منظور تفکیک دو باند بالا و پایین.

۴-۳. بازترکیب‌کننده جهت تأمین ولتاژ I و Q خروجی

بازترکیب‌کننده با قابلیت پس‌زنی هارمونیکی که در شکل(۸) رسم شده است که سیگنال‌های خروجی با ۸فاز ($V_{BB,0-315}$) را دریافت می‌کند و سیگنال I و Q خروجی را می‌سازد[۷،۴].

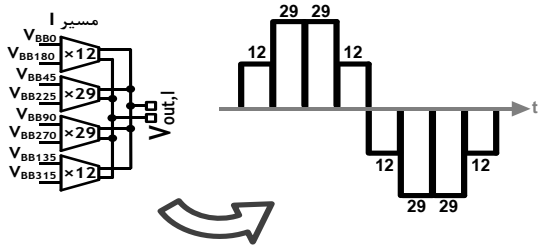


شکل ۸. بازترکیب‌کننده انتهایی با قابلیت پس‌زنی هارمونیکی و سلول G_m واحد جهت تولید ضرایب مورد نیاز.

در حالت ایده‌آل برای رسیدن به بیشترین پس‌زنی در هارمونیک‌های فرکانس کلیدزنی LO (به منظور رفع مشکل گزینش‌پذیری هارمونیکی [۵،۳]) نسبت تقویت هشت فاز ولتاژ باندپایه باید در یکی از مسیرهای خروجی (به طور مثال مسیر I) برابر ۱، $\frac{1+\sqrt{2}}{2}$، $\frac{1+\sqrt{2}}{2}$، ۱، ۱-، $\frac{1-\sqrt{2}}{2}$-، $\frac{1-\sqrt{2}}{2}$- و ۱- تبعیت کند و در مسیر دیگر (به طور مثال Q) باید ۹۰درجه شیفت داشته باشیم [۴ و ۷]. این بدان معناست که باید حداقل دو ضریب $\frac{1+\sqrt{2}}{2}$ و ۱ را در پیاده‌سازی مداری تعبیه نماییم و مقادیر منفی را نیز می‌توان با در نظر گرفتن حالت تفاضلی در خروجی حاصل نمود. اما برای رفع مشکل عدم تطبیق ترانزیستوری در پیاده‌سازی مدار پس از ساخت، دو ضریب مورد نیاز را به صورت ۱۲ و ۲۹ در نظر می‌گیریم که منجر به خطای

بسیار اندکی حدود ۰/۱ درصد خواهد شد.

برای تضعیف هارمونیک‌های سیگنال مطلوب در خروجی بازترکیب‌کننده، از ضرایب وزن‌دهی استفاده می‌شود تا سیگنال باندپایه تا حد امکان به یک سیگنال سینوسی شبیه باشد [۳-۵, ۷]. در ساختار ۸مسیره، برای ساختن شبیه‌ترین سیگنال به سیگنال سینوسی کامل از ضرایب۱ + $\sqrt{۲}$ و ۱ استفاده کرده اند [۴ و ۷]. به جهت دست‌یابی به حداکثر تطبیق ترانزیستوری در فرآیند ساخت نمی‌توان از این ضرایب استفاده کرد، زیرا در صورت تغییر ابعاد در فرآیند ساخت، میزان پس‌زنی به شدت تحت تاثیر قرار خواهد گرفت. بنابراین، از ضرایب صحیح استفاده می‌شود تا با تکرار واحد سلولی GM بهترین تطبیق ترانزیستوری را بدست آورد. اگر این دو عدد را در ۱۲ ضرب کنیم برابر ۱۲ و ۲۸/۹۷ خواهد شد که به دو عدد صحیح ۱۲ و ۲۹ بسیار نزدیک است. شکل حاصل از به‌کارگیری این ضرایب به شکل (۹) خواهد بود.



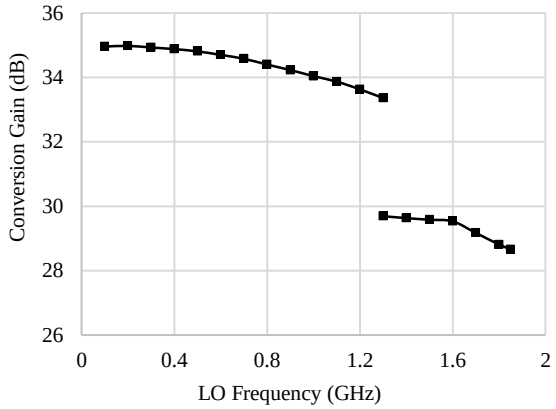
شکل ۹. سیگنال شبه‌سینوسی با ضرایب ۲۹ و ۱۲ در بازترکیب‌کننده.

۵. نتایج شبیه‌سازی

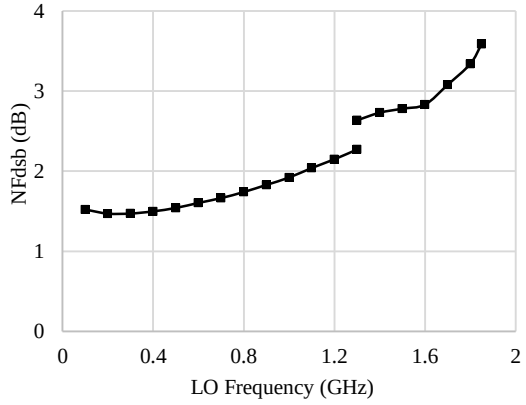
بخش جلویی گیرنده در فنّاوری CMOS-90nm در سطح شماتیک با ترانزیستورهای TSMC شبیه‌سازی شده‌اند. ساعت کلیدزنی مورد استفاده به صورت ایده‌آل در نظر گرفته شده است و با استفاده از یک طبقه ترکیب‌کننده خروجی I و Q حاصل شده است. اغلب ساختارهای ارائه‌شده با استفاده از روش سیستم‌های کلیدزنی Nمسیره، گستره فرکانسی بسیار بزرگی را می‌توانند داشته باشد اما به دلیل عدم دسترسی به ساعت کلیدزنی در فرکانس‌های بالا محدود می‌شوند [۴ و ۵]. ترکیب‌کننده تأثیر اندکی در خطسانی و نویز گیرنده دارد.

در نظر باید داشت که در تمام ترانزیستورهای به‌کاررفته، چه در بخش فعال و چه در بخش غیرفعال، در تمام پیوندهای افزاره (گیت- سورس، گیت- درین، گیت- بستر، درین- سورس و ...) تمام عناصر انگلی پارازیتی لحاظ شده است و از مدل‌های واقعی قابل ساخت در طراحی استفاده شده است. مقادیر عناصر انگلی پارازیتی بسته به ابعاد ترانزیستور توسط خود نرم‌افزار شبیه‌ساز با دقت لحاظ می شود و بنابراین، انتظار می‌رود این عناصر حتی بعد از ساخت نیز تغییر عمده‌ای نداشته باشند و در نهایت در نتایج نیز تاثیر عمده‌ای نداشته باشند.

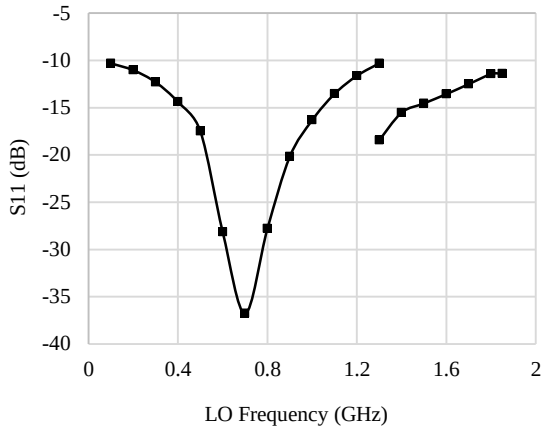
با استفاده از منبع تغذیه V_1 مقدار توان مصرفی ۱۴/۹۸۵میلی‌وات حاصل شده است. این توان مصرفی با احتساب توان مصرفی طبقه بازترکیب‌کننده است. با برنامه‌ریزی خازن‌های موجود در فیلتر شکافی می‌توان پهنای باند بخش جلویی گیرنده را تغییر داد و به همین دلیل قابل استفاده در استانداردهای مخابراتی مختلف است. شکل (۱۰) بهره انتقالی از RF به فرکانس باند پایه را در گیرنده و شکل (۱۱) نویز بخش جلویی گیرنده را با توجه به فرکانس LO نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل نیز مشخص است، نویز گیرنده در تمام طول گستره فرکانسی ۰/۱ تا ۱/۸۵گیگاهرتز کمتر از ۳/۶دسی‌بل است. شکل (۱۲) نمودار S_{11} را در بخش جلویی گیرنده نشان می‌دهد و همان‌طور که از نمودار مشخص است در تمام طول بازه فرکانسی این معیار کمتر از ۱۰- دسی‌بل است. توجه باید داشت که دو گستره فرکانسی بالا و پایین در فرکانس ۱/۳گیگاهرتز مرز مشترک دارند. جدول (۱) کارایی ساختار پیشنهادی را با کارهای ارائه‌شده در مقالات دیگر مقایسه می‌کند.



شکل ۱۰. بهره انتقالی RF به باندپایه بر حسب فرکانس LO.



شکل ۱۱. عدد نویز در گیرنده پیشنهادی بر حسب فرکانس LO.



شکل ۱۲. معیار تطبیق امپدانس S_{11} بر حسب فرکانس LO.

جدول ۱. مقایسه کارایی ساختار پیشنهادی با کارهای پیشین.

	مدار پیشنهادی*	ISSCC'14[7]	ISSCC'14[4]
نوع ورودی	تک سر	تک سر	تک سر
N	8	8	8
گستره فرکانسی (GHz)	0.1-1.85	0.15-0.85	0.05-2.5
توان (mW)	14.985†	10.6-16.2	20 @2GHz
NF (dB)	<3.6	4.6±0.9	2.9
S_{11} (dB)	<-10	<-10	<-10
OB-IIP_3 (dBm)	+8	+17.4	+10
پهنای باند (MHz)	0.2-2	9	0.35-20
تغذیه (V)	1	1.2/2.5	1.2
فنّاوری CMOS	90nm	65nm	65nm

* در سطح شماتیک † بدون احتساب توان مصرفی مولد ساعت

۶. نتیجه‌گیری

در راستای رفع نیاز مبرم به گیرنده‌های تنظیم‌پذیر در فرکانس‌های مختلف با استانداردهای مختلف مخابراتی در پدافند نوین، در این مقاله بخش جلویی یک گیرنده پهن باند با استفاده از مخلوط‌کننده‌های فعال و غیرفعال ۸ مسیره ارائه شده است. مشکلات ساختار مشابه قبلی از جمله پایداری، نویز زیاد و طراحی پیچیده برای دستیابی به تطبیق امپدانس مورد بررسی و رفع شده‌اند. NF و S_{11} در بخش جلویی گیرنده پیشنهادی در تمام گستره فرکانسی به ترتیب کمتر از ۶/ ۳ دسی‌بل و ۱۰- دسی‌بل است. ساختار پیشنهادی به IIP_3 خارج باندی به میزان ۸ دسی‌بل میلی‌وات دست یافته است و پایداری ساختار تضمین شده است. توان مصرفی بدون احتساب توان مولد ساعت ایده‌آل کمتر از ۱۵میلی‌وات است.

۷. مرجع‌ها

[1] NATO Joint Civil/Military Frequency Agreement, NATO Unclassified PO/82/9; https://en.wikipedia.org/wiki/NJFA, Juni 1982.

[2] Ghaffari, A. "Switched-RC Radio Frequency N-Path Filters"; Ph.D. Thesis, University of Twente, Enschede, Netherlands, 2013.

[3] Mirzaei, A.; Darabi, H.; Murphy, D. "Architectural Evolution of Integrated M-phase High-Q Bandpass Filters"; IEEE Trans. Circuits Syst. 2012, 59, 52– 65.

[4] Park, J. W.; Razavi, B. "A 20 mW GSM/WCDMA Receiver with RF Channel Selection"; IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) 2014, 356–357.

[5] Ghaffari, A.; Klumperink, E.; Soer, M.; Nauta, B. "Tunable High-Q N-path Bandpass Filters: Modeling and Verification"; IEEE J. Solid-State Circuits 2011, 46, 998–1010.

[6] Andrews, C.; Molnar, A. C. "A Passive Mixer-First Receiver with Digitally Controlled and Widely Tunable RF Interface"; IEEE J. Solid-State Circuits 2010, 45, 2696–2708.

[7] Lin, F.; Mak, P. I.; Martins, R. "An RF-to-BB Current-Reuse Wideband Receiver with Parallel N-Path Active/Passive Mixers and a Single-MOS Pole-Zero LPF"; IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. 2014, 2547-2559.

[8] Mirzaei, A.; Darabi, H. "Analysis of Imperfections on Performance of 4-Phase Passive-Mixer-Based High-Q Bandpass Filters in SAW-less Receivers"; IEEE Trans. Circuits Syst. 2011, 58, 879-892.

[9] Murphy, D.; Darabi, H.; Xu, H. "A Noise-Cancelling Receiver with Enhanced Resilience to Harmonic Blockers"; IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. 2014, 68-69.

[10] Murphy, D.; Hafez, A.; Mirzaei, A.; Mikhemar, M.; Darabi, H.; Chang, M. C.; Abidi, A. "A Blocker-Tolerant Wideband Noise-Cancelling Receiver with a 2 dB Noise Figure"; IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. 2012, 74-75.

[11] Youssef, S.; Zee, R.; Nauta, B. "Active Feedback Technique for RF Channel Selection in Front-end Receivers"; IEEE J. Solid-State Circuits 2012, 47, 3130-3144.

[12] Darvishi, M.; Zee, R.; Nauta, B. "A 0.1-to-1.2 GHz Tunable 6th-order N-path Channel-Select Filter with 0.6 db Pass-band Ripple and 7 dbm Blocker Tolerance"; IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. 2013, 172-173.

[13] Tanaka, R.; Deguchi, T.; Nakano, N. "Prototype and Measurement of Automatic Synchronous PLL system for N-path filter for hum noise reduction"; IEEE Int. Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD), Oct. 2017.

[14] Yang, X.; Jianxun, Z.; Kinget, P. R. "A Blocker-Tolerant RF Front-End with Harmonic-Rejecting N-path Filter"; IEEE J. Solid-State Circuits 2017, 99, 1-13.

[15] Pavan, S.; Klumperink, E. "Analysis of the Effect of Source Capacitance and Inductance on N-path Mixers and Filters"; IEEE Trans. Circuits Syst. I: Reg. Papers 2017, 99, 1-12.

[16] Smith, B. "Analysis of Commutated Networks"; IRE Trans. 1953, 21-26.

[17] Franks, L. E.; Sandberg, I. W. "An Alternative Approach to the Realization of Network Transfer Functions: The N-Path Filters"; Bell. Sys. Tech. J. 1960, 39, 1321-1350.