

System Design of a Low-power Non-Coherent Receiver for Stimulating Wireless Neural Implants

Fakhralsadat Rastegari, PhD Student, Massoud Dousti, Associate Professor, Behbod Ghalamkari, Assistant Professor

Department of Electrical and Computer Engineering, Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran
f.rastegari@srbiau.ac.ir, m_dousti@srbiau.ac.ir, ghalamkari@srbiau.ac.ir

Abstract:

In recent years, low-power transceivers have found wide applications in medical engineering. In this paper, the system design and simulation of a low-power implantable receiver are presented for the case of stimulating brain cells. The receiver shows a high data rate in the industrial scientific and medical (ISM) band for being used in a bidirectional wireless full-duplex link and communication between the implanted system and the outside world. The proposed receiver has a non-coherent structure and operates at a frequency of 2.4 GHz with on-off keying (OOK) modulation. This receiver has a bit error rate (BER) of less than 0.001 and a data rate of 100 Mbps. The simulation results of the proposed circuit show a 26.4 dB gain (S_{21}), a -39 dB input return loss (S_{11}) and a 5.22 dB noise figure (NF). The simulation results are in good agreement with the analytical calculations.

Keywords: non-coherent receiver, full-duplex, low noise amplifier (LNA), detector, low-power.

Received: 14 January 2021

Revised: 6 February 2021

Accepted: 17 February 2021

Corresponding Author: Dr. Massoud Dousti

مقاله پژوهشی

طراحی سیستمی یک گیرنده غیرهمدوس کم توان برای تحریک کاشتینه‌های عصبی بی سیم

فخرالسادات رستگاری، دانشجوی دکتری، مسعود دوستی، دانشیار، بهبه قلمکاری، استادیار

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - واحد علوم و تحقیقات تهران، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران
f.rastegari@srbiau.ac.ir, m_dousti@srbiau.ac.ir, ghalamkari@srbiau.ac.ir

چکیده: در سال‌های اخیر فرستنده-گیرنده‌های کم توان، کاربردهای وسیعی در زمینه مهندسی پزشکی پیدا کرده‌اند. در این مقاله طراحی و شبیه‌سازی سیستمی یک گیرنده کم توان قابل کاشت در بدن برای تحریک سلول‌های مغز ارائه شده است. گیرنده مورد نظر به صورت کم توان با نرخ داده^۱ بالا در باند رادیویی صنعتی، علمی و پزشکی^۲ (ISM) برای استفاده در یک لینک دوسویه همزمان بی سیم جهت برقراری ارتباط بین سیستم کاشت شده در بدن و دنیای بیرون طراحی شده است. گیرنده ارائه شده با ساختار غیرهمدوس^۳ در فرکانس ۲/۴ گیگاهرتز با مدولاسیون کلیدزنی خاموش-روشن^۴ (OOK) کار می‌کند. این گیرنده دارای نرخ خطای بیت^۵ (BER) کمتر از ۰/۰۰۱ و نرخ داده ۱۰۰ مگابیت در ثانیه است. نتایج شبیه‌سازی سیستمی مدار پیشنهادی طراحی شده، بهره (S₂₁) ۲۶/۴ دسی‌بل، تلفات برگشتی ورودی (S₁₁) -۳۹ دسی‌بل و عدد نویز^۶ (NF) ۵/۲۲ دسی‌بل را نشان می‌دهد. این نتایج مطابقت خوبی با محاسبات طراحی انجام شده دارد.

کلمات کلیدی: گیرنده غیرهمدوس، دوسویه، تقویت کننده کم نویز، آشکارساز، کم توان

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۱۰/۲۵

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۳۹۹/۱۱/۱۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۱۱/۲۹

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مسعود دوستی

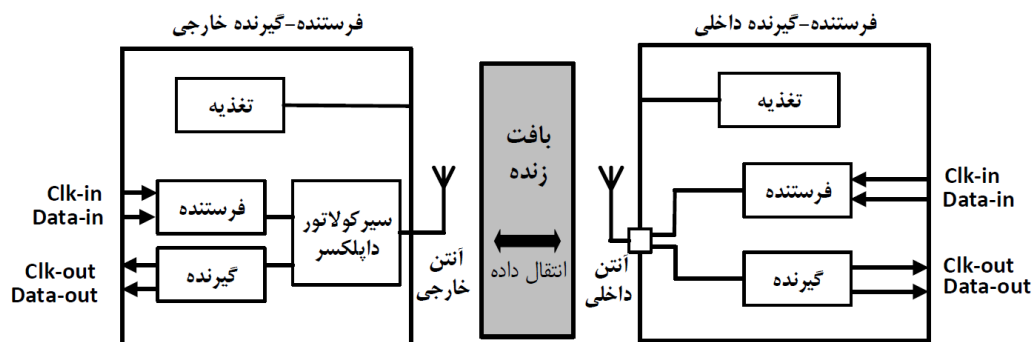
نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران - انتهای بزرگراه شهید ستاری بلوار شهدای حصارک - دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم تحقیقات - دانشکده برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر انواع مدارهای واسط عصبی قابل کاشت (ایمپلنت)^۷ در بدن و چالش‌های آن‌ها مورد توجه زیادی قرار گرفته‌اند [۱،۲]. فرستنده-گیرنده‌های کم‌توان از جمله مدارهایی هستند که کاربردهای وسیعی در زمینه مهندسی پزشکی دارند [۳]. این سیستم‌ها به صورت یک لینک ارتباطی دوسویه همزمان^۸ بی‌سیم در فرکانس‌های رادیویی برای برقراری ارتباط بین سیستم کاشت شده در بدن و دنیای بیرون مورد استفاده قرار می‌گیرند. به عنوان مثال تحریک همزمان و تحلیل و ضبط سیگنال‌های نرون‌های مغز کمک بسیار فراوانی به علم عصب‌شناسی مدرن و شناسایی نحوه عملکرد مغز کرده است. با توجه به کاشته شدن این مدارها در بدن رعایت تمام موارد برای جلوگیری از آسیب زدن به بدن، ضروری می‌باشد. یکی از چالش‌های اصلی این سیستم‌ها افزایش میزان توان مصرفی^۹ (PD) آن‌ها با افزایش نرخ انتقال داده است. توان مصرفی بالا باعث گرم شدن بافت بدن و بروز عواقبی برای موجود زنده می‌شود.

با توجه به اینکه مسائلی مانند مصرف توان کم و نرخ داده بالا در حوزه سیستم‌های قابل کاشت باید مورد توجه قرار گیرد، فناوری رادیویی پالسی گزینه مناسبی برای طراحی و پیاده‌سازی سیستم فرستنده-گیرنده است. در این فناوری از پالس‌های با مدت زمان نسبتاً کم، برای تبادل اطلاعات استفاده می‌شود [۴،۵].

نمایی از بلوک دیاگرام کلی یک لینک ارتباطی دوسویه در شکل (۱) نشان داده شده است. به منظور برقراری ارتباط دوسویه و همزمان، دو سیستم فرستنده و دو سیستم گیرنده پیاده‌سازی می‌شوند. این لینک شامل یک سیستم فرستنده-گیرنده داخلی و یک سیستم فرستنده-گیرنده خارجی است. فرستنده-گیرنده داخلی بدون داپلکسر، در داخل تراشه قابل کاشت پیاده‌سازی می‌شود. حذف داپلکسر باعث کاهش توان مصرفی و مساحت مدار می‌شود. در پیاده‌سازی سیستم فرستنده-گیرنده داخلی (مانند سیستم فرستنده-گیرنده خارجی) به منظور کوچک‌سازی، از یک آنتن در هر دو مسیر ارسال و دریافت استفاده می‌شود. در مسیر مستقیم، فرستنده داخل تراشه از روی داده دیجیتال دریافتی و یک کلاک سنکرون شده با آن، سیگنال‌های رادیویی پالسی را تولید کرده و از طریق آنتن قابل کاشت، پالس‌ها را به گیرنده خارج تراشه ارسال می‌کند. در مسیر معکوس برای تبادل داده از دنیای بیرون به قسمت کاشت شده از یک فرستنده خارجی و یک گیرنده داخل تراشه استفاده می‌شود. آنتن قابل کاشت بر روی یک بورد کوچک در خارج تراشه پیاده‌سازی می‌شود.

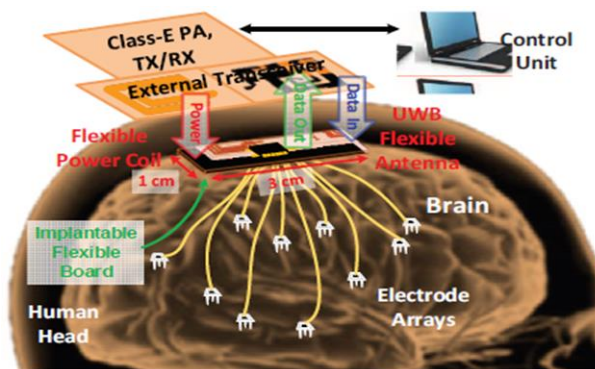


شکل (۱): بلوک دیاگرام کلی یک لینک ارتباطی دوسویه

Figure (1): Block diagram of a full-duplex communication link

در شکل (۲) یکی از پرکاربردترین لینک‌های قابل کاشت در بدن، قابل مشاهده است. همان‌طور که گفته شد یک گیرنده و یک فرستنده داخل مغز کاشته شده است. گیرنده وظیفه دریافت سیگنال‌های کنترلی که از خارج مغز ارسال می‌شود را به عهده دارد. به کمک این سیگنال‌ها آرایه الکترودهای روی مغز کنترل می‌شود. هنگامی که فرمان تحریک توسط گیرنده جمع‌آوری و تقویت شود، براساس این فرمان، سیگنال دیجیتال ارسالی از نرون‌های مشخص، از طریق فرستنده داخلی به بیرون مغز ارسال می‌شود [۶]. با افزایش تعداد فرستنده-گیرنده‌های کاربردی در بخش‌های مختلف مغز، حجم اشغالی و توان مصرفی سیستم به‌طور قابل توجهی افزایش می‌یابد [۷،۸]. با توجه به اهمیت الکترودها تحقیقات زیادی آن‌ها را مورد بررسی قرار داده‌اند [۹،۱۰].

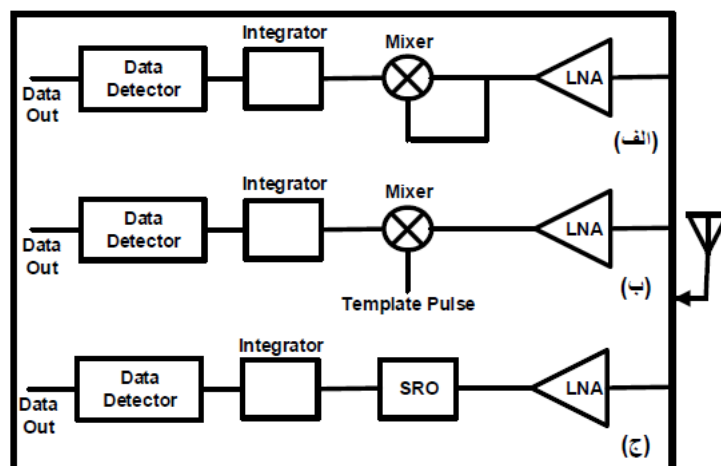
در کاربرد ثبت سیگنال‌های مغز نرخ داده گیرنده داخل مغز به تعداد آرایه‌های الکترودها بستگی دارد. هر چه تعداد الکترودها بیشتر باشد، نرخ داده باید افزایش داده شود. اگر نرخ داده بالا رود قطعاً پهنای باند بزرگ‌تری مورد نیاز خواهد بود و در کاربردهای دوسویه همزمان، مبحث فیلترکردن سیگنال فرستنده مطرح خواهد شد. هدف از این مقاله طراحی و شبیه‌سازی سیستمی گیرنده داخلی کاربردی در داخل یک فرستنده-گیرنده دوسویه است. این گیرنده در باند فرکانسی ISM با فرکانس مرکزی ۲/۴ گیگاهرتز طراحی می‌شود. ساختار مقاله از بخش‌های زیر تشکیل شده است: در بخش ۲ ساختار گیرنده‌های پالسی کاربردی در مهندسی پزشکی مورد بررسی قرار می‌گیرد. در بخش ۳ ساختار گیرنده پیشنهادی و در بخش ۴ طراحی سیستمی و محاسبات پارامترهای گیرنده بیان می‌شود. در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی سیستمی بررسی می‌شود. در بخش ۶ گیرنده پیشنهادی با تعدادی از گیرنده‌های ارائه شده در زمینه مهندسی پزشکی مقایسه می‌شود و در پایان در بخش ۷ نتیجه‌گیری ارائه می‌گردد.



شکل (۲): سیستم فرستنده-گیرنده ثبت سیگنال‌های مغز [۳]
Figure (2): The transceiver system for recording brain signals [3]

۲- ساختار گیرنده‌های پالسی کاربردی در مهندسی پزشکی

کاهش مصرف توان و عدم پیچیدگی در فرستنده و گیرنده‌های مهندسی پزشکی بر اساس نرخ خطای بیت لازم، مورد توجه طراحان است [۱۱]. در شکل (۳) سه نوع گیرنده سیگنال پالسی مورد استفاده در کاربردهای مهندسی پزشکی نشان داده شده‌اند [۵،۱۲]. در این شکل به ترتیب گیرنده غیرهمدوس در شکل (۳-الف)، گیرنده همدوس در شکل (۳-ب) و یک گیرنده ابربازتولیدی^{۱۰} در شکل (۳-ج) قابل مشاهده است.



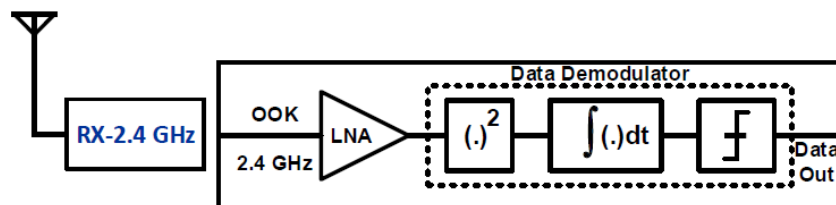
شکل (۳): انواع گیرنده پالسی [۵،۱۲]
Figure (3): The types of pulse receivers [5,12]

در گیرنده غیرهمدوس، سیگنال دریافتی از آنتن پس از تقویت در تقویت‌کننده کم‌نویز با استفاده از یک مدار مجذورکننده در خودش ضرب می‌شود تا فرکانس آن به باند پایه منتقل شود. سپس محتوای فرکانس بالای سیگنال توسط فیلتر پایین‌گذر حذف شده و به مدار مقایسه‌گر وارد می‌شود. مزیت این روش سادگی آن است که به همزمان‌سازی بین پالس‌های دریافتی و سیستم گیرنده نیازی ندارد. بنابراین دارای توان مصرفی کمی است. عیب این ساختار نرخ خطای زیاد آن به‌ویژه در نرخ داده بالا است. در گیرنده همدوس سیگنال دریافتی از آنتن پس از تقویت در تقویت‌کننده کم‌نویز در یک پالس تولید شده به‌صورت محلی ضرب می‌شود تا به باند پایه برگردد. بقیه مراحل مانند ساختار غیرهمدوس است. مزیت این ساختار نسبت به ساختار غیرهمدوس پایین بودن نرخ خطا و در واقع نیاز به نسبت سیگنال به نویز^{۱۱} (SNR) کمتر در گیرنده است. در مدار غیرهمدوس به همزمان‌سازی نیازی نیست ولی در مدار همدوس برای تولید سیگنال نمونه، مدارهای سنتزکننده فرکانس و بازیابی داده^{۱۲} لازم است. از این‌رو در این نوع گیرنده افزایش توان غیرقابل اجتناب است. بنابراین انتخاب حالت همدوس علاوه بر افزایش پیچیدگی مدار، توان مصرفی را به‌شدت افزایش می‌دهد.

گیرنده ابربازتولیدی از یک نوسان‌ساز تشکیل شده است که توسط سیگنال فرورشنانی به حالت نوسانی برده می‌شود و یا از حالت نوسانی خارج می‌شود و زمان شروع نوسان، ارزیابی از حضور یا عدم حضور سیگنال ورودی ارائه می‌دهد. یعنی بازتولیدکننده از پاسخ‌گذاری یک نوسان‌ساز برای آشکارسازی سیگنال استفاده می‌نماید. این ساختار دارای بهره بالا و توان مصرفی کم است، ولی نرخ داده آن محدود است. برای دستیابی به نرخ داده بالا، پیچیدگی و توان مصرفی آن افزایش می‌یابد [۱۳، ۱۴]. ساده‌ترین ساختار، گیرنده غیرهمدوس است که کمترین پیچیدگی و کمترین توان مصرفی را دارد و در کاربردهای بسیار کم‌توان به‌شدت مورد توجه است. این ساختار برای مدولاسیون OOK (کلیدزنی خاموش-روشن) کاربرد دارد. هرگاه به‌جای بیت یک، یک سیگنال سینوسی با دامنه و فرکانس مشخص ارسال شود و به‌جای صفر هیچ سیگنالی فرستاده نشود مدولاسیون حاصل، مدولاسیون OOK است. مدولاسیون OOK برای نرخ داده پایین مناسب است. در برخی گیرنده‌های غیرهمدوس از مدولاسیون کلیدزنی تغییر فاز تفاضلی^{۱۳} (DPSK) استفاده می‌شود [۱۵]. در این موارد سیگنال خروجی تقویت‌کننده کم‌نویز^{۱۴} (LNA) با استفاده از یک مدار تأخیر در تأخیر یافته خودش ضرب می‌شود. ساختن بلوک تأخیر به‌خصوص در نرخ داده بالا باعث افزایش توان مصرفی و در مقابل کاهش خطا می‌شود.

۳- ساختار گیرنده پیشنهادی

با توجه به نرخ داده کم گیرنده مسیر معکوس، از مدولاسیون OOK به‌دلیل سادگی و توان مصرفی کم استفاده می‌شود [۱۶، ۱۷]. بنابراین ساختار گیرنده پیشنهادی به‌صورت ساختار یک گیرنده غیرهمدوس با مدولاسیون OOK انتخاب می‌شود. ساختار گیرنده طراحی شده در شکل (۴) نشان داده شده است [۵]. این ساختار شامل مدارهای تقویت‌کننده کم‌نویز و آشکارساز است. مجموع بلوک‌های مجذورکننده^{۱۵}، فیلتر پایین‌گذر و مقایسه‌گر، قسمت آشکارساز مدار را نشان می‌دهد.



شکل (۴): گیرنده پالسی با آشکارسازی OOK [۵]

Figure (4): The pulse receiver with OOK demodulation [5]

فرستنده-گیرنده‌های فرکانس رادیویی^{۱۶} (RF) رایج، دارای دو مسیر برای ارسال و دریافت هستند. در مسیر فرستنده فقط سیگنال دلخواه قرار دارد، بنابراین طراحی مسیر فرستنده راحت‌تر است زیرا مسائلی از قبیل نویز، گزینندگی^{۱۷} و تداخل‌ها در آن کمتر است. در مقابل در مسیر گیرنده به خاطر نویز و تداخل، سیگنال RF دریافتی ضعیف‌تر بوده و آشکارسازی سیگنال با مشکلاتی

همراه خواهد بود. این مسائل طراحان مدار را با چالش‌هایی روبرو می‌کند. تقویت‌کننده کم‌نویز اولین بلوک در گیرنده‌ها است. مشخصات اصلی تقویت‌کننده‌های کم‌نویز شامل عدد نویز (NF)، بهره تقویت‌کننده (S_{21})، تطبیق ورودی (S_{11})، اتلاف توان، خطینگی، مساحت اشغالی و ضریب برگشتی معکوس (S_{12}) هستند. برخی از این مشخصات با یکدیگر در تقابل هستند که روند طراحی را پیچیده‌تر می‌کنند، مانند تقابل توان مصرفی با بهره و همچنین خطینگی با جریان. در این صورت بسته به کاربرد مورد نظر می‌توان این تقابل‌ها را کمتر کرد. یکی از مهمترین مشخصات یک تقویت‌کننده کم‌نویز، عدد نویز است. در ادامه به نحوه محاسبه عدد نویز یک تقویت‌کننده کم‌نویز اشاره خواهد شد. روش محاسبه عدد نویز در مدار بر اساس مدل‌های ارائه شده در چند جمله خلاصه می‌شود. ابتدا مدار معادل سیگنال کوچک تقویت‌کننده به دست آورده می‌شود، سپس نویز هر قطعه به صورت منبع ولتاژ مدل می‌شود. چگالی طیف توان^{۱۸} (PSD) هر منبع نویز در خروجی و در نهایت مجموع تمام PSD های منابع مختلف در خروجی محاسبه می‌شود. برای محاسبه عدد نویز مدار از رابطه (۱) استفاده می‌شود [۱۸].

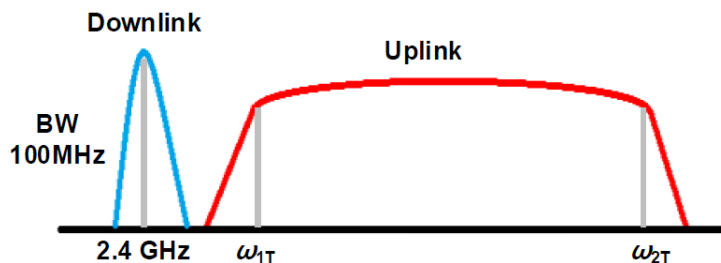
$$NF = \frac{1}{4kTR_S} \cdot \frac{V_{n,out}^2}{A_0^2} \quad (1)$$

که در آن $V_{n,out}^2$ نویز خروجی کل، A_0 بهره ولتاژ کل، K ثابت بولتزمن، T دمای مطلق و R_S مقاومت منبع است. اگر چند طبقه تقویت‌کننده مداری پشت سر هم قرار گیرند، با در نظر گرفتن این که تمامی طبقات به امپدانس مشخصی تطبیق دارند، می‌توان از رابطه (۲) برای محاسبه عدد نویز کل NF_{tot} استفاده کرد، که به رابطه فریس معروف است.

$$NF_{tot} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{A_{p1}} + \dots + \frac{NF_m - 1}{A_{p1} \dots A_{p(m-1)}} \quad (2)$$

که در آن NF_1 تا NF_m به ترتیب عدد نویز طبقه اول تا طبقه m ام و A_{p1} تا A_{pm} به ترتیب بهره توان قابل دسترس طبقه اول تا طبقه m ام را نشان می‌دهند. مطابق این رابطه تقویت‌کننده کم‌نویز به عنوان طبقه اول یک گیرنده، در عدد نویز کل سیستم تأثیر فراوانی دارد. همان‌طور که رابطه نشان می‌دهد عدد نویز طبقه اول باید تاجایی که امکان دارد پایین و بهره آن زیاد باشد تا نسبت سیگنال به نویز مناسب برای کل گیرنده به دست آید. اما افزایش بهره یک مشکل اساسی را در طراحی تقویت‌کننده ایجاد خواهد کرد. کاهش نویز با مبحث خطینگی در تضاد است. به عبارتی هرچه بهره تقویت‌کننده بالا برود سوینگ ولتاژ نقاط مختلف بالا رفته و در نتیجه تقویت‌کننده، غیرخطی خواهد شد.

مطابق شکل (۴) مدار آشکارساز شامل مجذورکننده، فیلتر پایین‌گذر و مقایسه‌گر است. طیف، با عبور از LNA، فیلتر و تقویت می‌شود و بعد از عبور از مجذورکننده در خود ضرب شده و به فرکانس حول صفر انتقال می‌یابد. در این مرحله مؤلفه‌های هارمونیک بالای آن فیلتر شده و به کمک مقایسه‌گر در مورد آن تصمیم‌گیری می‌شود. طبقه بعد از تقویت‌کننده کم‌نویز در واقع یک مدار مجذورکننده سیگنال است که از لحاظ فرکانسی یک مخلوط‌کننده^{۱۹} است که سیگنال اسبیلاتور محلی^{۲۰} و سیگنال RF آن یکسان است. به عبارت دیگر بعد از تقویت‌کننده کم‌نویز به یک ضرب‌کننده آنالوگ نیاز است که دو سیگنال یکسان را در هم ضرب کند. بلوک‌های آشکارساز در برخی از تحقیقات، به صورت جداگانه و در برخی دیگر به صورت یک ساختار واحد طراحی شده‌اند. شکل (۵) محدوده فرکانسی گیرنده شکل (۴) و فرستنده باند پهن مجاور آن را نشان می‌دهد. ω_{1T} و ω_{2T} به ترتیب فرکانس‌های قطع پایین و بالای فرستنده داخلی مجاور گیرنده مورد نظر است [۵].



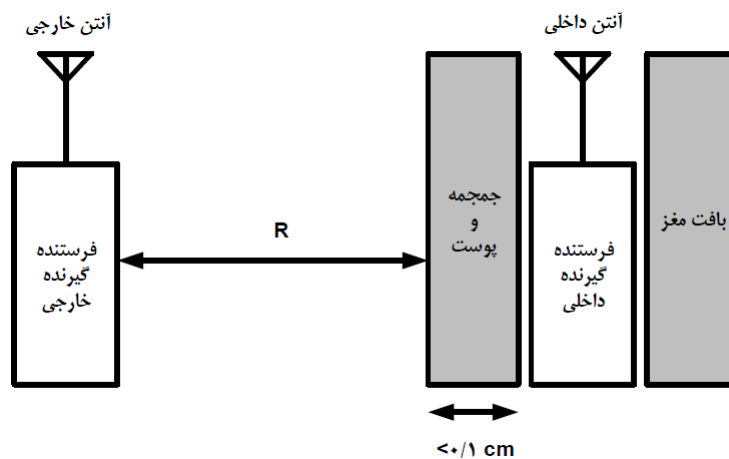
شکل (۵): محدوده فرکانسی گیرنده باند باریک و فرستنده باند پهن در لینک دوسویه [۵]

Figure (5): The frequency ranges of narrowband receiver and broadband transmitter in the full-duplex link [5]

برای کاهش اثر سیگنال ارسالی فرستنده در ورودی گیرنده یک فیلتر میان‌گذر مورد نیاز است تا سیگنال را حول فرکانس ۲/۴ گیگاهرتز حداقل ۳۰ دسی‌بل تضعیف کند. معمولاً در کاربردهای مهندسی پزشکی برای اجتناب از افزایش مساحت سطح تراشه، این فیلتر در ساختار تقویت‌کننده کم‌نویز به‌عنوان بخشی از ورودی قرار داده می‌شود، به‌طوری‌که هم نقش تطبیق در ورودی و هم نقش فیلتر میان‌گذر را ایفا می‌کند.

۴- طراحی سیستمی و محاسبات پارامترهای گیرنده

در این بخش محاسبات بودجه لینک سیستم گیرنده پیشنهادی در فرکانس ۲/۴ گیگاهرتز ارائه می‌شود. بلوک دیاگرام کلی یک لینک ارتباطی دوسویه در شکل (۶) مشاهده می‌شود. فاصله گیرنده و فرستنده، R در نظر گرفته شده است. مفروضات طراحی شامل فرکانس ۲/۴ گیگاهرتز، نرخ داده ۱۰۰ مگابیت در ثانیه، نرخ خطای بیت کمتر از ۰/۰۰۱ و سوینگ خروجی ۰/۱ ولت هستند. در این گیرنده، LNA بسیار کم‌توان، علاوه بر تقویت سیگنال اصلی در پهنای باند ISM، به‌عنوان فیلتر حذف باند انتقالی برای تضعیف توان ناشی از فرستنده جانبی نیز عمل می‌کند، که این مسئله در طراحی سیستمی در نظر گرفته می‌شود. مقدار این تضعیف بیشتر از ۳۰ دسی‌بل در نظر گرفته می‌شود.



شکل (۶): بلوک دیاگرام کلی لینک ارتباطی دوسویه مورد نظر

Figure (6): The block diagram of the proposed full-duplex communication link

تلفات مسیر L_p در فاصله R، از فرمول فریس با رابطه (۳) به‌دست می‌آید. این نسبت بیانگر کل تلفات از فرستنده به گیرنده است که شامل تلفات ناشی از جذب انرژی الکترومغناطیسی در بافت و تلفات فضای آزاد ناشی از پخش انرژی الکترومغناطیسی است. در این رابطه، Γ_t و Γ_r نیز به ترتیب بیانگر ضریب انعکاس آنتن‌های گیرنده و فرستنده است که عدم تطبیق امپدانس و تلفات توان ناشی از آن‌ها را نشان می‌دهد. بهره آنتن‌های گیرنده و فرستنده به ترتیب با G_t و G_r مشخص شده است. λ طول موج کاری مدار است.

$$L_p = \frac{P_r}{P_t} = G_t G_r (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (3)$$

بسته به نوع آنتن مقدار تلفات از آنتن فرستنده خارجی به آنتن داخلی قابل کاشت متفاوت خواهد بود. در صورتی که از آنتن خارجی با بهره صفر دسی‌بل استفاده شود و میزان تطبیق امپدانس آنتن‌های فرستنده و گیرنده و بهره آنتن داخلی با توجه به تحقیقات انجام شده، برابر ۱۰- دسی‌بل در نظر گرفته شود [۱۹]، میزان تلفات در فرکانس ۲/۴ گیگاهرتز از رابطه فوق، برابر ۲۰- دسی‌بل به‌دست می‌آید. تلفات کانال هم مطابق تحقیقات انجام شده برابر با ۲۰- دسی‌بل فرض می‌شود [۱۹]، لذا تلفات کلی L برابر با ۴۰- دسی‌بل است.

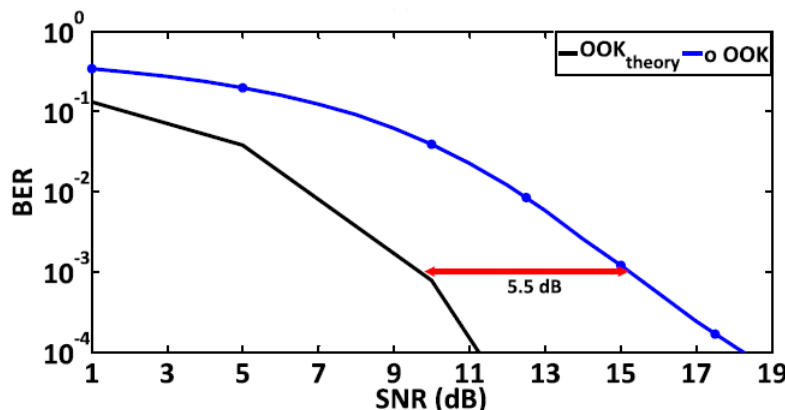
توان فرستنده با توجه به مراجع موجود و بر اساس رعایت استانداردها محاسبه می‌شود [۵،۱۳]. حداکثر توان فرستنده P_{tmax} بر اساس توان ماسک FCC^{21} ($P_{FCC,mask}$) توسط رابطه (۴) محاسبه می‌شود. با توجه به نرخ داده مطلوب، پهنای باند سیستم (BW) ۱۰۰ مگاهرتز در نظر گرفته شده است.

$$(P_t + G_t)_{max} = P_{FCC,mask} \left[\frac{dBm}{MHz} \right] + 10 \log BW [dB, MHz] \quad (4)$$

بعلاوه حداکثر توان فرستنده بر اساس استاندارد IEEE C95.1 هم باید محاسبه شود. بر اساس شبیه‌سازی‌های انجام شده در تحقیقات قبلی حداکثر مقدار نرخ جذب ویژه SAR^{22} برای قسمت‌های مختلف سر به‌زای توان تحویلی ۱ وات به‌دست می‌آید. سپس با توجه به حداکثر مقدار SAR معین شده توسط استاندارد IEEE C95.1 ($1/6$ وات بر کیلوگرم) مقدار حداکثر توان ارسالی فرستنده تعیین می‌شود [۱۹]. به‌طور مثال اگر نمودارها برای ۱ وات توان تحویلی، SAR برابر ۱۷۷ وات بر کیلوگرم را نشان دهند، بنابراین حداکثر توان ارسالی باید ۹ میلی‌وات ($9/54$ دسی‌بل-میلی‌وات) باشد. حال با مقایسه دو توان به‌دست آمده توسط FCC و IEEE C95.1 حداکثر توان مجاز فرستنده تعیین می‌شود. بین دو مقدار ۹ و ۲۵۰ میلی‌وات مقدار محدودتر یعنی ۹ میلی‌وات ($9/54$ دسی‌بل-میلی‌وات) انتخاب می‌شود. محاسبه توان گیرنده با استفاده از حداکثر توان فرستنده و توسط رابطه (۵) انجام می‌گیرد [۲۰]. مقدار حاشیه لینک برابر ۶ دسی‌بل در نظر گرفته شده است. در بدترین حالت، حساسیت مدار برابر با ۳۶- دسی‌بل-میلی‌وات به‌دست می‌آید.

$$P_{rmax} [dBm] + \text{Link Margin} [dB] = (P_t)_{max} [dBm] + L [dB] \quad (5)$$

به‌منظور بازیابی سیگنال و رسیدن به مقدار فرضی نرخ خطای بیت $0/001$ با توجه به شکل (۷)، نسبت سیگنال به نویز حدود ۱۵ دسی‌بل نیاز است [۴]. ولی در این‌جا این مقدار ۲۶ دسی‌بل در نظر گرفته می‌شود تا همه عوامل غیرآیده‌آل را پوشش داده و طراحی، حاشیه اطمینان بالاتری داشته باشد.



شکل (۷): نمودار BER نسبت به SNR برای یک گیرنده با آشکارسازی OOK [۴]

Figure (7): The BER chart relative to SNR for a receiver with OOK detection [43]

عدد نویز کل سیستم در این مرحله با استفاده از رابطه (۶) محاسبه می‌شود. این مقدار برابر $6/5$ دسی‌بل به‌دست می‌آید [۱۸].

$$NF [dB] = P_{rmin} [dB] + 174 [dBm] - 10 \log BW [dB] - SNR [dB] \quad (6)$$

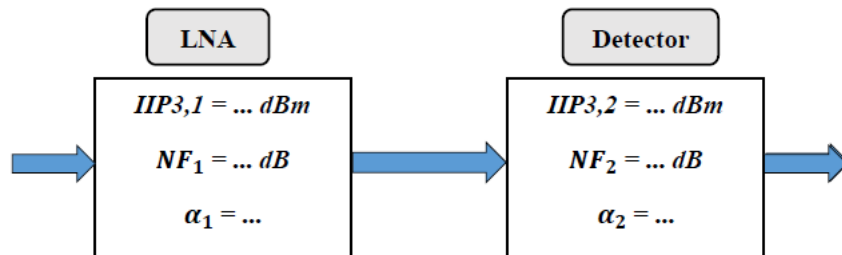
مقدار کف نویز و نقطه تقاطع مرتبه سوم ($IIP3$)^{۲۴} سیستم به‌ترتیب با استفاده از روابط (۷) و (۸) محاسبه می‌شوند.

$$\text{Noise Floor} [dBm] = -174 [dBm] + NF [dB] + 10 \log BW [dB] \quad (7)$$

$$P_{IIP3} [dBm] = \frac{3P_{r,max} [dBm] - \text{Noise Floor} [dBm]}{2} \Rightarrow P_{IIP3} \geq -11 [dBm] \quad (8)$$

در این مرحله محاسبات پارامترهای اجزاء گیرنده یعنی تقویت‌کننده کم‌نویز و آشکارساز شکل (۸) انجام می‌شود. ابتدا بهره کل گیرنده مشخص خواهد شد. در گیرنده‌هایی که در قسمت انتهایی آن‌ها یک مبدل آنالوگ به دیجیتال^{۲۵} (ADC) قرار دارد باید مقادیر ولتاژ ورودی به سطح کامل ورودی ADC برسد تا دقت سیستم بالا رود و میزان خطا کاهش پیدا کند. اما در سیستم‌های

پالسی قضیه تا حدود زیادی متفاوت است. در این سیستمها ولتاژ به صورت یک مکانیزم غیرخطی به مقدار حداکثر می‌رسد (مجذور سیگنال دریافتی)، سپس با استفاده از یک مقایسه‌گر، سطح کامل ولتاژ به دست می‌آید.



شکل (۸): بلوک‌دیگرام کلی اجزاء گیرنده
Figure (8): Block diagram of the receiver components

توان مصرفی یک مقاومت ۵۰ اهم با سوئیچینگ ۰/۱ ولت برابر با ۱۰- دسی‌بل میلی‌وات است. محاسبه مقادیر بهره، عدد نویز و خطینگی طبقات به ترتیب با استفاده از روابط (۹) و (۱۰) و (۱۱) صورت می‌گیرد. برای محاسبه بهره ابتدا بهره کل را از رابطه (۹) تعیین می‌کنیم. سپس بهره طبقات اول (α_1) و دوم (α_2) را به صورت جداگانه مشخص می‌کنیم.

$$\text{gain} = P_{\text{out}} - P_{\text{in}} = 26 \text{ dB}, \alpha_1 = 14 \text{ dB}, \alpha_2 = 16 \text{ dB} \quad (9)$$

از رابطه (۱۰) عدد نویز طبقات را محاسبه می‌نماییم.

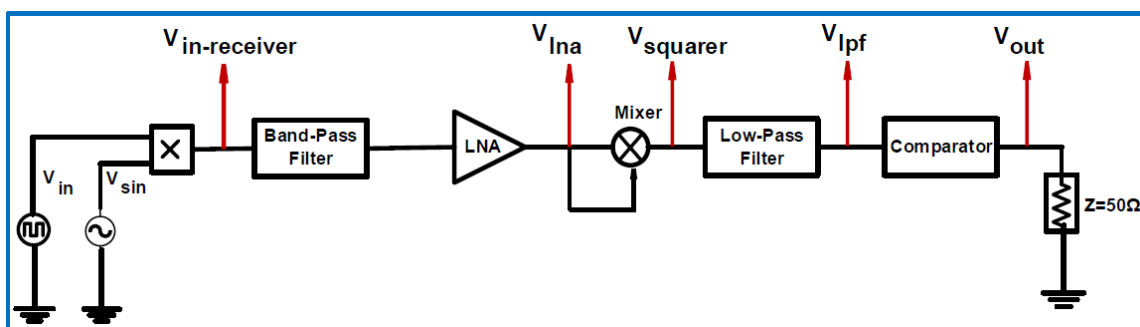
$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{\alpha_1}, NF = 6.5 \text{ dB} \Rightarrow NF_1 \leq 5.9 \text{ dB}, NF_2 \leq 6 \text{ dB} \quad (10)$$

میزان IIP3 هر طبقه بر اساس میزان IIP3 کل محاسبه شده از رابطه (۸) و با توجه به رابطه (۱۱) به دست می‌آید. $A_{IIP3,1}$ و $A_{IIP3,2}$ به ترتیب IIP3 طبقات اول و دوم هستند. این مقادیر کمیات ولتاژ هستند.

$$\frac{1}{A_{IIP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IIP3,1}^2} + \frac{\alpha_1^2}{A_{IIP3,2}^2} \approx \frac{\alpha_1^2}{A_{IIP3,2}^2} \Rightarrow P_{IIP3,2} \geq 4 \text{ dBm}, P_{IIP3,1} \geq -3.98 \text{ dBm} \quad (11)$$

۵- نتایج شبیه‌سازی سیستمی گیرنده

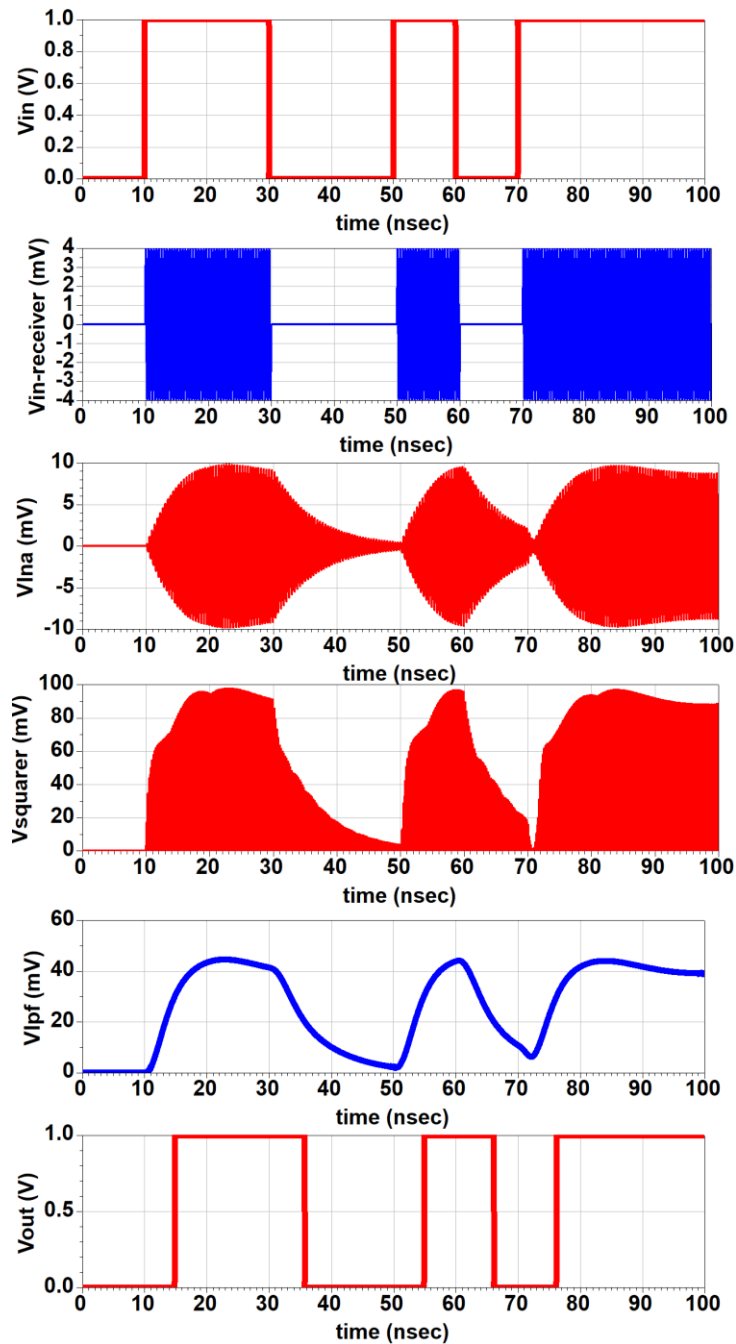
مطابق شکل (۹) سیستم طراحی شده با استفاده از محاسبات به دست آمده با در نظر گرفتن تطبیق ورودی و خروجی، توسط نرم افزار ADS شبیه‌سازی شده است. این طراحی به منظور بررسی مشخصات اصلی سیستم بر اساس محاسبات صورت گرفته، است.



شکل (۹): سیستم گیرنده شبیه‌سازی شده
Figure (9): The simulated receiver system

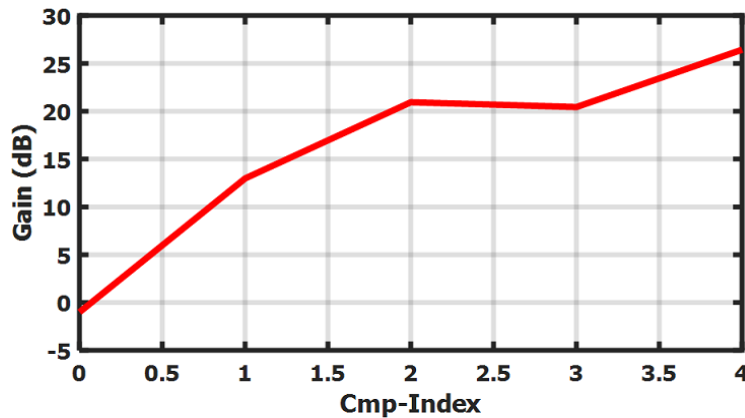
برای بازسازی سیگنال مدوله شده با مدولاسیون OOK دریافتی از فرستنده خارجی از ترکیب دو منبع مولد پالس تصادفی و سینوسی در ورودی، استفاده شده است. پاسخ زمانی نقاط مختلف گیرنده در شکل (۱۰) مشاهده می‌شود. این شکل سیگنال اولیه، سیگنال دریافتی گیرنده، خروجی LNA، خروجی فیلتر پایین‌گذر و سیگنال خروجی مقایسه‌گر را نشان می‌دهد. این نتایج

با محاسبات طراحی و نتایج حاصل از تحقیقات قبلی مطابقت خوبی دارد [۴]. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود مقدار ورودی ارسال شده به گیرنده بعد از فیلترکردن، در خروجی LNA تقویت شده است. در مرحله بعد در خروجی مجذورکننده به توان دو رسیده است (به عبارتی در خودش ضرب شده است). سیگنال سپس با عبور از فیلتر پایین‌گذر و مدار مقایسه‌گر در خروجی سیستم آشکار شده است.



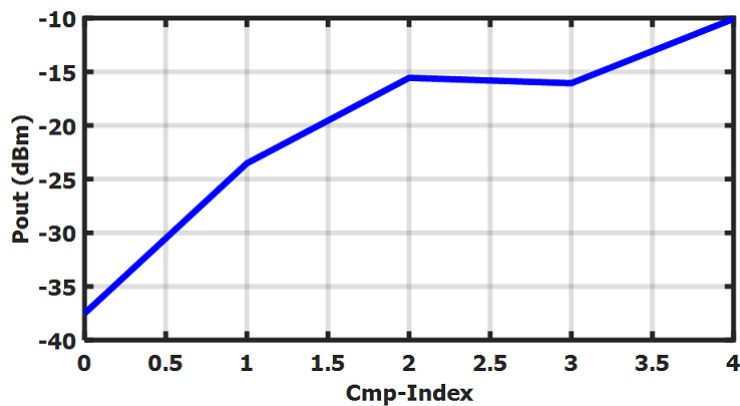
شکل (۱۰): نمودارهای زمانی نقاط مختلف سیستم شبیه‌سازی شده
Figure (10): Time diagrams of different points of the simulated system

بهره و توان خروجی به دست آمده از شبیه‌سازی بودجه لینک سیستم در نمودارهای اشکال (۱۱) و (۱۲) نشان داده شده است. بر اساس نتایج به دست آمده، توان خروجی ۱۰- دسی‌بل میلی‌وات، بهره ۲۶/۴ دسی‌بل، تلفات برگشتی ورودی ۳۹- دسی‌بل و عدد نویز ۵/۲۲ دسی‌بل در خروجی سیستم حاصل شده است. مطابقت مقادیر و نمودارها با مقادیر محاسباتی مشاهده می‌شود.



شکل (۱۱): نمودار بهره در خروجی‌های طبقات مختلف سیستم

Figure (11): Diagram of gain at the outputs of different classes of the system



شکل (۱۲): نمودار توان در خروجی‌های طبقات مختلف سیستم

Figure (12): Diagram of power at the outputs of different classes of the system

۶- مقایسه گیرنده پیشنهادی با گیرنده‌های ارائه شده در زمینه مهندسی پزشکی

در این بخش، گیرنده پیشنهادی با تعدادی از گیرنده‌های ارائه شده در زمینه مهندسی پزشکی مقایسه می‌شود. مطابق مراجع معتبر ضریب شایستگی عملکرد گیرنده، انرژی در بیت (W_d) با واحد ژول در بیت است که برابر نسبت توان تلفاتی (PD) به نرخ داده گیرنده است [۱۳، ۱۴]. W_d کمتر عملکرد بهتر گیرنده را نشان می‌دهد.

در جدول (۱) مشخصات تعدادی از گیرنده‌های پالسی طراحی شده برای کاربردهای مهندسی پزشکی بی‌سیم مانند شبکه حسگر بی‌سیم ناحیه بدن^{۲۶} (WBAN) و خدمات ارتباطی قابل کاشت پزشکی^{۲۷} (MICS) ارائه شده است. مطابق جدول در گیرنده ابربازتولیدی افزایش نرخ داده منجر به افزایش پیچیدگی مدار و افزایش توان مصرفی می‌شود. همان‌طور که ملاحظه می‌شود میزان انرژی مصرفی مدار غیرهمدوس با مدولاسیون DPSK، بیشتر از میزان انرژی مصرفی مدار غیرهمدوس با مدولاسیون OOK است که این به دلیل پیچیدگی مدار با مدولاسیون DPSK است. از مقایسه گیرنده‌های غیرهمدوس با مدولاسیون OOK، ملاحظه می‌شود که مدار با نرخ داده بالاتر، توان مصرفی بیشتری دارد. گیرنده پیشنهادی دارای انرژی در بیت کمتری نسبت به گیرنده‌های سایر مراجع است، یعنی به ازای نرخ داده بالاتر توان مصرفی کمتری دارد. اگرچه افزایش نرخ داده باعث افزایش توان مصرفی گیرنده می‌شود، ولی استفاده از بلوک‌های کم‌توان در گیرنده پیشنهادی این افزایش توان را جبران می‌نماید. البته در طراحی مدارهای این بلوک‌ها مصالحه بین پارامترهایی مانند بهره، عدد نویز، خطینگی و تطبیق، مساحت و توان در فرکانس کاری مدار در نظر گرفته می‌شود. چنان‌که در بخش (۲) بیان گردید ساختار گیرنده پیشنهادی در مقایسه با ساختارهای توان بالا دارای خطای بیشتری است. در این گیرنده افزایش نرخ داده منجر به افزایش تداخل میان نمادی^{۲۸} (ISI) و در نتیجه افزایش

نرخ خطای بیت می‌شود. این مسئله باعث کاهش دقت مدار می‌شود. البته از آن‌جا که مقدار نرخ داده در گیرنده ما مقدار متوسط ۱۰۰ مگابیت در ثانیه است به روش‌های جبران‌سازی خطا نیازی ندارد [۴].

Table (1): Comparison of specifications of some applied receivers in medical engineering

جدول (۱): مقایسه مشخصات برخی از گیرنده‌های کاربردی در مهندسی پزشکی

Tech. CMOS [nm]	Kind of Receiver	Mod.	V _{dd} [V]	Freq. [GHz]	DR [Mbps]	PD [mW]	W _d [nJ/b]	Ref.
۱۸۰	Non-coh. (MICS)	DPSK	۱/۸	۰/۰۲۲	۲	۵/۷	۲/۸۵	[۱۵]*
۱۸۰	Non-coh. (MICS)	OOK	۱/۸	۲/۴	۱۰۰	۵	۰/۰۵	[۵]*
۱۸۰	Non-coh. (MICS)	OOK	۱/۸	۰/۴	۴	۰/۲۷	۰/۰۷	[۱۷]*
۹۰	SRR (WBAN)	OOK	۱	۲/۴	۵	۰/۷۲	۰/۱۴	[۲۰]*
۹۰	SRR (MICS)	OOK	۱/۸	۰/۴	۱	۰/۱۸	۰/۱۸	[۱۳]*
۱۳۰	SRR (Endoscopy)	OOK	۱	۰/۵	۱۰	۰/۹	۰/۰۹	[۱۴]*
۱۸۰	Non-coh. (MICS)	OOK	۱/۸	۲/۴	۱۰۰	<۲/۵	۰/۰۲۵	سیستم پیشنهادی

*: Measurement

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله تحلیل ساختار گیرنده‌های کاربردی در مهندسی پزشکی انجام شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که گیرنده غیرهمدوس با مدولاسیون OOK دارای کمترین توان مصرفی نسبت به سایر گیرنده‌ها است [۵،۶]. هدف از این مقاله ارائه مدار گیرنده داخلی برای کاربرد در فرستنده-گیرنده دوسویه قابل کاشت در مغز به صورت کم‌توان است. این سیستم شامل بلوک‌های تقویت‌کننده کم‌نویز کم‌توان و آشکارساز است. ابتدا سیستم گیرنده غیرهمدوس با مدولاسیون OOK در باند ISM (فرکانس مرکزی ۲/۴ گیگاهرتز) با نرخ خطای کمتر از ۰/۰۰۱، نرخ داده ۱۰۰ مگابیت در ثانیه و همه مشخصات ذکر شده طراحی شده است. سپس سیستم طراحی شده توسط نرم‌افزار ADS شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی سیستمی مدار، بهره ۲۶/۴ دسی‌بل، تلفات برگشتی ورودی ۳۹- دسی‌بل، و عدد نویز ۵/۲۲ دسی‌بل را نشان می‌دهد. این نتایج مطابقت خوبی با محاسبات طراحی و تحقیقات موجود دارد. این گیرنده می‌تواند به‌عنوان گیرنده داخلی یک فرستنده-گیرنده دوسویه قابل کاشت در مغز برای تحریک نرون‌های عصبی مورد استفاده قرار گیرد. این نوع مدارها کمک زیادی به شناسایی نحوه عملکرد مغز و رفع آسیب‌های مغزی می‌کنند.

References

مراجع

- [1] K.-W. Yang, K. Oh, S. Ha, "Challenges in scaling down of free-floating implantable neural interfaces to millimeter scale", IEEE Access, vol. 8, pp. 133295-133320, July 2020 (doi:10.1109/ACCESS.2020.3007517).
- [2] M. R. Olchik, M. Ghisi, A. Ayres, A. F. S. Schuh, P. P. Oppitz, C. R. d. M. Rieder, "The impact of deep brain stimulation on the quality of life and swallowing in individuals with Parkinson's disease", International Archives of Otorhinolaryngology, vol. 22, no. 2, pp. 125-129, Apr. 2018 (doi: 10.1055/s-0037-1603466).

- [3] M.-C. Lee, A. Karimi-Bidhendi, O. Malekzadeh-Arasteh, P. T. Wang, A. H. Do, Z. Nenadic, P. Heydari, "A CMOS medradio transceiver with supply-modulated power saving technique for an implantable brain-machine interface system", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 6, pp. 1541-1552, Mar. 2019 (doi:10.1109 / JSSC.2019.2899521).
- [4] H. Bahrami, S. A. Mirbozorgi, A. T. Nguyen, B. Gosselin, L. A. Rusch, "System-level design of a full-duplex wireless transceiver for brain-machine interfaces", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 10, pp. 3332-3340, Oct. 2016 (doi:10.1109/TMTT.2016.2600301).
- [5] S. A. Mirbozorgi, H. Bahrami, M. Sawan, L. A. Rusch, B. Gosselin, "A single-chip full-duplex high speed transceiver for multi-site stimulating and recording neural implants", *IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 10, no. 3, pp. 643-653, Oct. 2015 (doi:10.1109/TBCAS.2015.2466592).
- [6] S. A. Mirbozorgi, H. Bahrami, M. Sawan, L. Rusch, B. Gosselin, "A full-duplex wireless integrated transceiver for implant-to-Air data communications", *Proceeding of the IEEE/CICC*, pp. 1082-1085, San Jose, CA, USA, Jun. 2015 (doi:10.1109/CICC.2015.7338430).
- [7] J. Rosenthal, A. Sharma, E. Kampianakis, M. S. Reynolds,, "A 25 Mbps, 12.4 pJ/b DQPSK backscatter data uplink for the neurodisc brain-computer interface", *IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 13, no. 5, pp. 858-867, Aug. 2019 (doi:10.1109/TBCAS.2019.2938511).
- [8] J. Rosenthal, E. Kampianakis, A. Sharma, M. S. Reynolds, "A 6.25 Mbps, 12.4 pJ/bit DQPSK backscatter wireless uplink for the NeuroDisc brain-computer interface", *Proceeding of the IEEE/BioCAS*, pp. 1-4, Cleveland, OH, USA, Oct. 2018 (doi: 10.1109/BIOCAS.2018.8584667).
- [9] G. N. Angotzi, F. Boi, A. Lecomte, E. Miele, M. Malerba, S. Zucca, A. Casile, L. Berdondini, "SiNAPS: An implantable active pixel sensor CMOS-probe for simultaneous large-scale neural recordings", *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 126, pp. 355-364, Feb. 2019 (doi: 10.1016 /j.bios .2018.10.032).
- [10] C. M. Lopez, "Unraveling the brain with high-density CMOS neural probes: tackling the challenges of neural interfacing", *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 11, no. 4, pp. 43-50, Nov. 2019 (doi: 10.1109/ MSSC .2019.2939338).
- [11] H. Bahrami, S. A. Mirbozorgi, L. A. Rusch, B. Gosselin, "BER performance of implant-to-air high-speed UWB data communications for neural recording systems", *Proceeding of the IEEE/EMBC*, pp.3961-3964, Chicago, IL, USA, Aug. 2014 (doi:10.1109/EMBC.2014.6944491).
- [12] P. P. Mercier, A. P. Chandracasan, "Ultra-low-power short-range radios", Ed. switzerland: Springer, 2015.
- [13] C. Ma, C. Hu, J. Cheng, L. Xia, P. Y. Chiang, "A near-threshold, 0.16 nJ/b OOK-transmitter with 0.18 nJ/b noise-cancelling super-regenerative receiver for the medical implant communications service", *IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 7, no. 6, pp. 841-850, Feb.2013 (doi:10.1109/TBCAS.2013.2253-555).
- [14] K. Kim, S. Yun, S. Lee, S. Nam, "Low-power CMOS super-regenerative receiver with a digitally self-quenching loop", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no.9, pp. 486-488, Sep. 2012 (doi: 10.1109 /LMWC.2012.2211581).
- [15] K. Chen, Z. Yang, L. Hoang, J. Weiland, M. Humayun, W. Liu, "An integrated 256-channel epiretinal prosthesis", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 9, pp. 1946-1956, Sep. 2010 (doi:10.1109/JS SC.2010.2055371).
- [16] S.-Y. Lee, P.-H. Cheng, C.-F. Tsou, C.-C. Lin, G.-S. Shieh, "A 2.4 GHz ISM band OOK transceiver with High energy efficiency for biomedical implantable applications", *IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 14, no. 1, pp. 113-124, Dec. 2019 (doi:10.1109/TBCAS.2019.2963202).
- [17] C.-W. Chou, L.-C. Liu, C.-Y. Wu, " A medradio-band Low-energy-per-bit 4-Mbps CMOS OOK receiver for implantable medical devices", *Proceeding of the IEEE/EMBS*, pp.5171-5174, Osaka, Japan, Jul. 2013 (doi: 10.1109/EMBC.2013.6610713).
- [18] B. Razavi, "RF microelectronic", 2th Edition, Prentice Hall, 2012.
- [19] H. Bahrami, B. Gosselin, L. A. Rusch, "Realistic modeling of the biological channel for the design of implantable wireless UWB communication systems", *Proceeding of the IEEE/EMBS*, pp.6015-6018, San Diego, CA, USA, Nov. 2012 (doi:10.1109/EMBC.2012.6347365).
- [20] M. Vidojkovic, X. Huang, P. Harpe, S. Rampu, C. Zhouand, L. Huang, J. van de Molengraft, K. Imamura, B. en Busze, F. Bouwens, M. Konijnenburget, J. Santana, A. Breeschoten, J. Huisken, K. Philips,G. Dolmans, H.Groot, "A 2.4 GHz ULP OOK single-chip transceiver for healthcare applications", *IEEE Trans. Biomedical Circuits and Systems*, vol. 5, no. 6, pp. 523-534, Dec. 2011(doi:10.1109/TBCAS.2011.2173340).

زیر نویس ها:

¹ Data rate (DR)

² Industrial scientific and medical

- ³ Non-coherent (Non-coh.)
- ⁴ On-off keying
- ⁵ Bit error ratio
- ⁶ Noise figure
- ⁷ Implant
- ⁸ Full duplex
- ⁹ Power dissipation
- ¹⁰ Super regenerative receiver (SRR)
- ¹¹ Signal to noise ratio
- ¹² Data recovery
- ¹³ Differential phase shift keying
- ¹⁴ Low noise amplifier
- ¹⁵ Squarer
- ¹⁶ Radio frequency
- ¹⁷ Selectivity
- ¹⁸ Power spectrum density
- ¹⁹ Mixer
- ²⁰ Local oscillator (LO)
- ²¹ Federal communications commission
- ²² Specific absorption rate
- ²³ Sensitivity
- ²⁴ Input-referred third-order intercept point
- ²⁵ Analog to digital converter
- ²⁶ Wireless body area network
- ²⁷ Medical implant communication service
- ²⁸ Intersymbole interference