طراحی یک فرستنده IR-UWB با چگالی طیفی توان تطبیق پذیر در محدوده ۱/۴ Gpps-

فرشاد گوزل پور ٬ کارشناس ارشد؛ امیر حبیبزاده شریف٬ استادیار؛ اسماعیل نجفی اقدم٬ دانشیار

۱ - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی سهند - تبریز - ایران - f_gozalpour@sut.ac.ir ۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی سهند - تبریز - ایران - sharif@sut.ac.ir ۳- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی سهند - تبریز - ایران - najafiaghdam@sut.ac.ir

چکیده: بسیاری از فرستندههای رادیویی UWB برای نرخ تکرار پالس خاصی طراحی شدهاند. به این معنی که چگالی طیفی توان در این فرستندهها، بهطور کامل با ماسک توان FCC منطبق نبوده و بهازای برخی از نرخهای تکرار پالس، از محدوده توانی آن تجاوز میکند. این مسئله در کاربردهای بی سیم برد کوتاه که به نرخ تکرار پالس متغیر نیاز دارند اهمیت به سزایی دارد. در این مقاله، یک فرستنده توان تطبیق پذیر مبتنی بر مدولاسیون OOK در تکنولوژی ۱۸۰ نانومتر CMOS شرکت TSMC طراحی شده است. تطبیق پذیری چگالی طیفی توان پالس UWB فرستنده با نرخ تکرار پالس، با استفاده از تکنیک پیش شارژ تک سیکل محدود محقق شده و از آشکارساز فاز/فرکانس به منظور گسترش محدوده آن استفاده شده است. پالس UWB نیز توسط فیلتر شکل دهنده تولید شده است. نتایج شبیه سازی پساجانمایی نشان می دهند که قله چگالی طیفی توان، بهازای نرخ تکرار پالس در بازه Gpps این توسط فیلتر شکل دهنده تولن تشعشعی همسانگرد معادل، یعنی T/۱۳ dBm/MHz کسترش محدوده آن استفاده شده است. پالس UWB نیز توسط فیلتر شکل دهنده تولید شده است. نتایج شبیه سازی پساجانمایی نشان می دهند بوده و دارای تغییراتی برابر با ۲۳۸۲ dBm/MHz است. با در نظر گرفتن تمامی مدارات به کار رفته، توان مصرفی کلی فرستنده در نرخهای تکرار پالس ۱۰، ۱۰۰ محرفی و تصار مالک این TY۳۳ مند. با در نظر گرفتن تمامی مدارات به کار رفته، توان مصرفی کلی فرستنده در نرخهای تکرار گرفتن بالشتکهای STG و اتصال STG ماکر».

واژههای کلیدی: فرستنده UWB، رادیوی ایمپالس (IR)، مولد پالس، چگالی طیفی توان (PSD).

Design of an IR-UWB Transmitter with Adaptive Power Spectral Density in 0.02 – 1.4 Gpps

F. Gozalpour¹, MSc; A. Habibzadeh-Sharif², Assistant Professor; E. Najafi Aghdam³, Associate Professor

Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran, Email: f_gozalpour@sut.ac.ir
Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran, Email: sharif@sut.ac.ir
Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran, Email: najafiaghdam@sut.ac.ir

Abstract: Most of the ultra wideband (UWB) transmitters are designed for a specific pulse repeating rate (PRR). This means that the power spectral density (PSD) in these transmitters is not completely adaptable to the FCC power mask and for some PRRs, it exceeds the mask power limits. This is an important issue in short-range applications requiring a variable PRRs. In this paper, an on-off keying (OOK) impulse radio ultra wideband (IR-UWB) transmitter with adaptive PSD is proposed in 180 nm TSMC CMOS technology. The adaptivity of the PSD with PRR has been obtained using a limited monocycle precharge (LMPC) technique and phase/frequency detector (PFD) has been used in order to expand its range. The UWB pulse has been generated based on shaping filter. The results of post layout simulation show that the PSD peak value is kept closely below the equivalent isotropically radiated power (EIRP) limit, i.e., -41.3 dBm/MHz in 0.02-1.4 Gpps with only the variation of 3.38 dBm/MHz. The overall power consumption of transmitter including all of the circuits at PRRs of 10, 100, 500, and 1400 Mpps is only 0.293, 0.6235, 0.792, and 2.022 mW, respectively. The active circuit area excluding bonding pads and STG pads is only 0.38 mm².

Keywords: UWB transmitter, impulse radio (IR), pulse generator, power spectral density (PSD).

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۲/۲۷ تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۶/۰۷ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۸/۲۶ نام نویسنده مسئول: امیر حبیبزاده شریف نشانی نویسنده مسئول: ایران – تبریز – دانشگاه صنعتی سهند – دانشکده مهندسی برق

۱– مقدمه

با توجه به افزایش تنوع استانداردها و کاربردهای فناوری بی سیم، همجواری باندهای فرکانسی تخصیصیافته به تجهیزات طراحیشده در این استانداردها، به مسئلهای مهم در سیستمهای رادیویی تبدیل شده است. فناوری UWB^۱، بهدلیل عملکرد بدون مجوز و ارسال و دریافت داده با حداکثر توان چند دهنانو وات بر مگاهرتز، راهحل مناسبی برای این مسئله محسوب می شود. به عبارت دیگر، سیستم های UWB با توزيع توان سيگنال ارسالي در يک طيف فرکانسي UWB، چگالي طيفي توان (PSD)^۲ را كاهش داده و درنتيجه ميتوانند بهصورت همجوار با سیستمهای باند باریک کار کنند. بنابراین، فناوری UWB به بهترین گزینه در کمینهسازی تداخل در محیطهای حساس الكترومغناطيسي مانند بيمارستان و فضاپيما تبديل شده است [١، ٢]. وسیعبودن پهنای باند نهتنها موجب سادگی مدارها و کاهش توان مصرفی سیستمهای UWB شده، بلکه لینکهای مخابراتی را در برابر تداخلگرهای موجود در محیطهای با انعکاس بالا مقاوم میسازد. از طرفی، UWB در مقایسه با استانداردهایی مانند بلوتوث و Zigbee از نرخ تکرار پالس (PRR)^۳ بیشتر و توان مصرفی پایین تر برخوردار است؛ بنابراین، این فناوری به گزینه مناسبی برای سیستمهای بیسیم برد کوتاه و متوسط مانند WSN و WPAN تبدیل شده است [۳-۱].

مزایای مهم UWB که بهصورت مستقیم یا غیرمستقیم از پهنای باند وسیع ناشی میشوند، عبارتاند از:

ظرفیت بالای کانال

(1)

در یک کانال AWGN با پهنای باند B، حداکثر نرخ داده برای ارسال بدون خطای سیگنال برابر است با:

$$= \mathbf{B} \times \log_2(1 + \mathbf{SNR})$$

С

که در آن، C حداکثر ظرفیت کانال و SNR نسبت توان سیگنال به نویز است. بنابراین، با افزایش نمایی توان سیگنال و یا افزایش خطی پهنای باند کانال می توان ظرفیت کانال را افزایش داد. با توجه به پهنای باند فوق وسیع فناوری UWB، نرخ داده خیلی بالا بدون نیاز به افزایش توان سیگنال قابل تحقق است [۵–۳]. در [۶]، یک فرستنده-گیرنده UWB مبتنی بر همبستهساز^۴ با نرخ تکرار پالس ۲ Gpps ۲ پیادهسازی شده است.

• مقاومت در برابر تضعیف چند مسیری

انتقال سیگنال در کانال بیسیم با پدیده تداخل چندمسیری و درنتیجه، دریافت سیگنالهایی با توانها و تأخیرهای متفاوت توسط گیرنده همراه است. درنتیجه، ممکن است سیگنال دریافتی گیرنده دچار اعوجاج و تضعیف شود. این مسئله در گیرندههای UWB برطرف شده است [۳، ۷، ۸].

مكانيابى و فاصلهيابى دقيق

گیرندههای UWB، بهدلیل پهنای باند وسیع، در مقایسه با گیرندههای GPS قادر به حذف مؤلفههای ناشی از چندمسیره بودن سیگنال و

تخمین دقیق زمان ورود اولین مسیر سیگنال هستند. بنابراین، مکانیابی دقیقتر فرستنده در اماکن بسته توسط گیرندههای UWB امکانپذیر است [۱۲–۹]. دقت این روش که مبتنی بر زمان انتشار سیگنال است، از رابطه زیر تعیین می شود [۱۳]:

$$\operatorname{Var}\{\hat{\tau}\} \ge \frac{1}{8\pi\beta^2 \mathrm{SNR}} \tag{(Y)}$$

که $\hat{\tau}$ زمان تخمینزده شده و β پهنای باند مؤثر است. بدیهی است که

دقت مکانیابی را میتوان با افزایش SNR یا β بهبود بخشید [۱۳]. فرستنده IR-UWB⁴، فناوری بی سیم جدیدی محسوب نشده بلکه از قدیمی ترین آن ها است. اولین آزمایشات با استفاده از پالس های الکترومغناطیسی به اواخر قرن ۱۹ (سال ۱۸۸۶) برمی گردد که هرتز و مارکونی با استفاده از مولد SG² و آشکارساز قابل تنظیم، سیگنال پهن باندی را در فضای آزاد ارسال و دریافت کردند. به این ترتیب، اولین سیستم UWB که فرستنده مبتنی بر ایمپالس بود ساخته شد ایسیستم IWB که فرستنده مبتنی بر ایمپالس بود ساخته شد میستم IR-UWB ایندی را دادها که از توان تشعشعی همسانگرد معادل (EIRP)^۷ پایین ناشی می شود، در اینترنت اشیاء و WSN [۱۴]،

در این سیستمها، بهجای انتقال داده با استفاده از دامنه، فاز و یا فرکانس موج پیوسته در زمان، مدولاسیون داده بهصورت حضور یا عدم حضور انرژی در داخل محدوده فرکانسی وسیع و معین انجام میشود. بهاینترتیب، بهجای انتقال سیکلهای متعددی از یک موج پیوسته، میتوان از پالسهایی با دوره زمانی کوتاه که حاوی مقدار معینی انرژی در باند فرکانسی از پیش تعیین شدهای هستند، استفاده کرد. از وجود یا عدم وجود پالس در بازه زمانی خاص، برای انتقال بیتهای صفر و یک استفاده میشود. ازآنجاکه عرض پالسهای ارسالی بسیار کوتاه است، نیازی به روشنبودن بلوکهای با توان مصرفی بالا به مدت طولانی نیست [۱۵]. توان مصرفی پایین سیستمهای UWB

در فوریه ۲۰۰۲، FCC ماسکی را برای مخابرات UWB در اماکن بسته و فضای باز منتشر کرد و باند فرکانسی FIRP/۱–۱۰/۶ GHz با ۳/۱–۱۰/۶ با MBM/MHz در باند ۷۵ nW/MHz ان اختصاص داد. البته سیستمهای UWB در باند GHz ۱/۳–۰ نیز طراحی میشوند. لذا، بهدلیل نگرانیهای ناشی از تداخل سیستمهای UWB با سیستمهای باند باریک همجوار، FCC سیاستهای محافظه کارانهتری را در باند فرکانسی FCC /۱۰ اتخاذ کرده است. درواقع، بهدلیل حساسیت فرکانسی GPS، GSM سیاستهای محافظه کارانهتری و ازژی انتشاری فرستندههای UWB میبایست در باندهای فرکانسی ناتشاری فرستندههای UWB میبایست در باندهای فرکانسی خیلی کمتر باشد. بهعنوان مثال، حداکثر سطح چگالی طیفی توان مجاز در باند فرکانسی UFS GHz است. درای میستمهای فضای باز مجاز در باند فرکانسی V۵/۲ GHz است. برای سیستمهای فضای باز مجاز در باند فرکانسی V۵/۲ GHz است. برای محافظت سیستمهای در 90 کا

حداکثر سطح PSD مجاز در باند فرکانسی PSD -۳/۱ GHz میبایست برای کاربردهای اماکن بسته و فضای باز بهترتیب، بهاندازه طB ۲۰ و ۱۰ dB کمتر از ۱۸ dBm/MHz - باشد [۱، ۱۵، ۱۶].

مولدهای پالسی گزارش شده قبلی، معمولاً از دامنه پالس ثابتی برخوردارند. بنابراین، عملکرد بهینه در هر کاربرد خاص، مستلزم طراحی خاصی نیز هست. از طرفی، سطح توان انتشاری مولدهای پالسی UWB می بایست در مجاورت محدوده EIRP تعیین شده توسط FCC باشد. بدین ترتیب، حداقل نرخ خطای بیت (BER)^۸ و یا حداکثر برد مخابراتی مورد نیاز تحقق می بابد. علاوه براین در کاربردهای بی سیم برد کوتاه مثل WUVS^۹، برای تحقق کیفیت بالای مخابراتی به ازای برد مخابراتی متغیر، نرخ داده تطبیق پذیر و قابل تنظیم و سیگنال با دامنه تنظیم پذیر از ضرورت ویژه ای برخوردارند [۱۷]. این موضوع در کارهایی مانند [۱۸] لحاظ نشده است. بنابراین در سال های اخیر، طراحی هایی با ویژگی تطبیق پذیر مورد توجه محققین واقع شده اند [۱۰].

سیگنالهای UWB به دو دسته کلی تقسیم میشوند:

• سیگنالهای UWB مبتنی بر حامل

سیگنالهای مبتنی بر حامل، مدیریت فرکانسی بهتری دارند. به این معنی که پهنای باند و فرکانس مرکزی سیگنال را میتوان با تنظیم عرض پالس و فرکانس سیگنال حامل کنترل کرد. همچنین طراحی بخشهای مختلف سیستم از جمله آنتن، بهدلیل پهنای باند باریکتر راحت تر است [۲۲]. یکی از روشهای متداول تولید سیگنالهای مبتنی بر حامل، روش بالابردن فرکانسی^{۱۰} است که در آن، پالس باند پایهای تولید شده و با ضرب در حامل ایجادشده توسط نوسانگر محلی، به باند فرکانسی مورد نظر انتقال می یابد. دامنه قله تا قله بزرگ و بازده طیفی بالا از مزایای این روش است [۲۳]. در این روش، طیف پالس در باند پایه مشخص می شود که کنترل آن را راحت میکند [۲۴]. از چالشهای روش ذکر شده، زمان گذرای زیاد نوسانگر LC به هنگام خاموش و روشن شدن است که پهنای باند خروجی را محدود میکند. در [۲۵]، برای کاهش این زمان گذرا، با کلیدزنی زودتر یک طرف از نوسانگر نسبت بهطرف دیگر، جریان بزرگی از سلف جاری شده و شرایط اولیه بزرگی ایجاد شده است. درنتیجه، زمان نشست به کمتر از ۱/۹۵ ns رسیده است. در [۲۶] نیز برای بهبود زمان نشست نوسانگر کنترل شونده دیجیتالی، از روش مشابهی استفاده شده است. تأخیر زمانی ۲۰ ps بین دو سیگنال غیرمتوازن راهانداز موجب می شود زمان نشست در حدود ۵۰ درصد بهبود یابد [۲۶].

گیت کردن زمان^{۱۱}، که یکی دیگر از روشهای تولید سیگنال UWB مبتنی بر حامل است، از یک نوسانگر و چند کلید قطع و وصل بهره میبرد. از این کلیدهای کنترلشونده با پالس مربعی باند پایه، برای عبور و یا عدم عبور خروجی نوسانگر به سمت آنتن استفاده میشود. از معایب این روش نشت نوسانگر بهدلیل غیرایدهآلبودن کلیدها در حالت خاموشی است که باعث ایجاد یک تُن بزرگ حامل در طیف خروجی میشود. روشهای مختلفی در [۲۲، ۲۲] بهمنظور بهبود

جداسازی و کاهش تلفات تزریق کلیدهای قطع و وصل و درنتیجه کاهش نشت نوسانگر به خروجی ارائه شدهاند.

و سیگنالهای UWB غیر مبتنی بر حامل

در روش مبتنی بر فیلتر شکلدهنده که یکی از روشهای رایج تولید سیگنالهای UWB غیر مبتنی بر حامل است، ابتدا پالس باند پایهای با عرض کوتاه تولید میشود که هیچ گونه مطابقتی با ماسک FCC ندارد. این پالس در مرحله بعدی با استفاده از یک فیلتر میان گذر غیرفعال با پاسخ ضربه محدود شکلدهی میشود. پهنای باند خروجی در این روش توسط پهنای پالس راهانداز فیلتر تعیین میشود. این فیلترها بهدلیل اندازه بزرگ افزارههای غیرفعال، مساحت بزرگی را اشغال کرده و قابلیت تنظیم پذیری پایین و شکل موج خروجی ثابتی دارند [۲۴]. با این وجود، طراحی مبتنی بر فیلتر شکلدهنده هیچکدام از معایب موجود در روشهای مبتنی بر حامل مانند زمان نشست بالا و نشت نوسانگر را ندارد که حسن بزرگی برای این روش محسوب میشود.

ضریب کیفیت (Q) معیاری است که میزان انرژی تلفشده را در افزارههای مختلف مانند سلف و خازن به هنگام عبور جریان سینوسی مشخص میکند. سلف و خازن مجتمعشده از ضریب کیفیت پایین تری نسبت به افزارههای خارج از تراشه برخوردارند. این ضریب کیفیت محدود، از تلفات اهمی مقاومتهای متعدد موجود در مدلهای مداری این افزارهها ناشی می شود [۲۸].

در یک سلف مجتمعشده، مقاومت سری خط فلزی باعث محدودیت Q شده که تعداد دور سلف، عرض فلز و اثر پوستی در فرکانسهای بالا، از عوامل مؤثر در این قضیه هستند. در سلفهای حلقوی، تزویج خازنی بین سلف و بستر باعث ایجاد جریانی شده و ضریب کیفیت را کاهش میدهد. تزویج مغناطیسی یکی دیگر از عوامل محدودکننده Q در سلفها است [۲۸].

در خازنهای مجتمعشده پیوند pn، مقاومت سری کلی، و در خازنهای MOS، مقاومت کانال عامل محدودکننده Q است [۸۸]. Q محدود در فیلترهای شکلدهنده مجتمعشده موجب تلفات اهمی شده که در فرکانسهای کاری بالا حائز اهمیت بوده و در مدارهای با توان مصرفی پایین دارای اهمیت است.

پاسخ فیلترهای پیوسته در زمان، به تغییرات PVT حساس است که موجب بالازدگیهای چگالی طیفی توان از ماسک FCC مخصوصاً در ناحیه GPS میشود. بههمین دلیل، شکل دهی PSD سیگنال UWB برای حداقل کردن میزان تداخلات دوطرفه، از اهمیت بهسزایی برخوردار است. ایجاد یک شکاف^{۲۱} طیفی در جایی که طیف سیستم باند باریک ظاهر میشود، یکی از راه حلهای این مسئله است [۲۵]. در ابند باریک ظاهر میشود، یکی از راه حلهای این مسئله است [۲۵]. در باند باریک ظاهر میشود، یکی از راه حلهای این مسئله است [۲۵]. در باند باریک ظاهر میشود، یکی از راه حلهای این مسئله است [۲۵]. در باند باری تولید شکاف در فرکانس RF مورد نظر، از کدهای ا^{۱۳} استفاده شده است. چالش این روش، پیداکردن مجموعه بزرگی از کدها در دسترسی چندگانه است. در [۳۰]، با استفاده از فیلترهای میان گذر ثابت، دو پالس UWB در باند پایین و بالای UWB تولید شده و باهم ترکیب شدهاند که در نهایت، پالس جدیدی شامل صفر

تنظیمناپذیر در طیف فرکانسی تولید شده است. در [۲۵]، مشتق اول پالس گاوسی به یک سیگنال حامل ضرب شده که باعث ایجاد شکافی در محدوده WLAN و درنتیجه، کاهش تداخل در این ناحیه شده است.

در این مقاله، یک فرستنده IR-UWB با مدولاسیون OOK در تكنولوژی ۲SMC نانومتر شركت TSMC طراحی شده است. امتیاز اصلی این فرستنده، تطبیق پذیری PSD آن با PRR است. پالس UWB این فرستنده با استفاده از فیلتر شکلدهنده تولید شده است. برای ایجاد شکاف در PSD، از یک تشدیدکننده LC سری استفاده شده است [۲۱]، که صفری را در حوالی فرکانس GHz ۲ ایجاد میکند تا تداخل متقابل بین سیستم UWB و سیستمهای باند باریک موجود در محدوده GPS به حداقل مقدار ممکن رسیده و در برابر تغییرات PVT مقاوم باشد. این فرستنده شامل ذخیره کننده انرژی، مولد پالس UWB، فيلتر ميان گذر، رزوناتور LC، راهانداز مولد پالس، راهانداز ترانزیستورهای بلوک ذخیرهکننده انرژی و در نهایت، آشکارساز فاز/فركانس (PFD)^{۱۴} است. بهمنظور تطبيق پذيرى قله PSD پالس UWB خروجی، از تکنیک پیششارژ تکسیکل محدود (LMPC)^{۱۵} استفاده شده و PFD بهمنظور گسترش محدوده آن به کاررفته است. درنتیجه، قله PSD، بهازای PRR در بازه PSD-۱/۴ Gpps، در حدود مقدار ۴۱/۳ dBm/MHz- نگه داشته شده است. انرژی بر پالس (EP) نرمالیزه شده به دامنه پالس خروجی بهازای VDD = 1/۸ V در PRRهای ۵۰، ۱۰۰، ۵۰۰ و ۱۴۰۰ Mpps بهترتیب برابر با ۳۱/۵، ۳۲/۶۱، ۴۰/۶۱ و ۱۱۴ پیکوژولبرپالسولت شده است.

۲- طراحی فرستنده

در [۳۱]، PSD سیگنال IR-UWB از نوع OOK، بهصورت زیر محاسبه شده است:

$$S(\omega) = \frac{\left|G(\omega)\right|^{2} \left(p - p^{2}\right)}{T_{b}} + \frac{\left|G(\omega)\right|^{2} p^{2}}{T_{b}^{2}} \sum_{n = -\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_{b}}\right) \quad (r)$$

$$E = \left(\frac{1}{2}\right) C_{e} V_{dd}^{2} \left(\frac{DT_{b}}{\tau_{p}}\right)^{2}$$
(f)

 T_b بنابراین، با در نظر گرفتن تناسب E با $|G(\omega)|^2$ ، تغییرات T_b بنابراین، با در نظر $|G(\omega)|^2$ بهطور کامل جبران می ناشی از PRR متغیر توسط تغییرات $|G(\omega)|^2$ بهطور کامل جبران می شود [۲۱].

بر مبنای این ایده، بلوک دیاگرام فرستنده پیشنهادی، در شکل ۱ نشان داده شده است. این فرستنده شامل ذخیرهکننده انرژی، مولد پالس UWB، فیلتر میانگذر بهعنوان شکلدهنده پالس، رزوناتور LC، راهانداز مولد پالس، راهانداز بلوک ذخیرهکننده انرژی و PFD است.

برای هر بیت یک با دوره بیت T_b ، بلوک ذخیرهکننده انرژی در دوره فعال سیگنال داده (T_{pc}) با دوره کار $D = T_{pc}/T_b$ فعال میشود. در لبه پایینرونده داده ورودی، از انرژی ذخیرهشده E بهعنوان منبع تغذیه مولد پالس UWB استفاده شده تا تکپالسی با انرژی E_p = $\mu_e E_p$ تولید شود. μ_e بیانگر راندمان تبدیل انرژی مولد پالس است. برای اطمینان از تطبیقپذیری پالس با ماسک FCC از شکلدهنده پالس استفاده شده است [11].

با افزایش نرخ داده، T_b کوتاهتر شده و متعاقباً انرژی ذخیرهشده کاهش یافته و PSD ثابت خواهد ماند. فرستنده طراحی شده در [۲۱]، کاهش یافته و PSD ثابت خواهد ماند. فرستنده طراحی شده در [۲۱]، تحقق تطبیق پذیری قله PSD با PRR را فقط در بازه Gpps – /۰ تحقق داده است. مطابق نتایج ارائه شده در آن، مقدار قله PSD بهازای PRRهای کمتر از Spr / ۰ دچار کاهش شدیدی شده و در نرخ داده پر انه کمتر از حدود Adm/MHz ماه محمود بودن انرژی دخیره شده خازن به کاررفته در پلوک ذخیره کنده است. این انرژی در نرخ داده محمود بودن انرژی در نرخ داده داکثر مقدار خان محمود بودن انرژی در نرخ داده های کمتر از Spr محمود بودن انرژی در نرخ داده محمود مورت معار مقدار خود رسیده و ثابت مانده است. بنابراین، عبارت صورت مداکثر مقدار خود رسیده و ثابت مانده است. بنابراین، عبارت مورت مداکثر مقدار خود رسیده و ثابت مانده است. بنابراین، عبارت مورت در نرخ ماده محمود بودن انرژی در نرخ داده ایش مقدار فود رسیده و ثابت مانده است. بنابراین، عبارت مورت مداکش مقدار خود رسیده و ثابت مانده است. بنابراین، عبارت مورت در نترخ داشته و در نترخ داشته و در نرخ داده محمود و در نده محمود است. این مقدار مقدار خود در نرخ داده در نرخ داده در مدار خود رسیده و ثابت مانده است. بنابراین، عبارت مورت در نترخ مقدار خود رسیده و ثابت مانده است. بنابراین، عبارت مورت در نتیجه، قله ST



شکل ۱: بلوک دیاگرام فرستنده تطبیق پذیر پیشنهادی

یکی از ایدههای مطرحشده در این مقاله، افزایش ظرفیت خازن بهمنظور جبرانسازی کاهش PSD در PRRهای کمتر از ۱۰۰ Mpps

است. این ایده با موازی کردن یک خازن جدید با خازن قبلی تحقق یافته است.

فرستنده پیشنهادی، علاوه بر راهانداز استفادهشده در [۲۱]، از سه راهانداز مشابه دیگر نیز بهره میبرد. مطابق شکل ۱، ذخیرهکننده انرژی توسط راهاندازهای ۱ و ۴ کنترل شده، درحالی که برای کنترل مولد پالس از راهاندازهای ۱، ۲ و ۳ استفاده شده است. در ادامه، عملکرد راهاندازها با استفاده از شماتیک مداری فرستنده بیشتر توضیح داده خواهد شد. PFDهای به کاررفته به همراه پمپ بار مربوطه، راهاندازهای اضافه شده دوم تا چهارم را بر مبنای نرخ داده های مورد نظر روشن کرده و در سایر نرخ داده ها، آن ها را خاموش می کنند. بنابراین، از اتلاف توان مصرفی توسط DFDها در نرخ داده هایی که مورد نیاز نیستند جلوگیری می شود.

ساختار انتخاب شده برای PFD در شکل ۲ نشان داده شده است [۳7]. این PFD مشابه فلیپفلاپ ترانزیستور گذری تابع-متبوع (MSPT)^{۱۷} دوفازه پویا است. به محض این که هر دو خروجی، یک منطقی شوند، لچ متبوع به صورت غیر همزمان بازنشانی شده، در حالی که لچ تابع به صورت همزمان بازنشانی می شود. به عبارت دیگر، بازنشانی فقط در صورتی ممکن است که لچ متبوع شفاف باشد. بازنشانی همزمان لچ تابع موجب افزایش محدوده عملکرد PFD و کاهش توان مصرفی آن می شود. اگر بازنشانی لچ تابع در زمان شفاف بودن آن یافت. ترانزیستورهای بازنشانی IN و NA باید در انتهای پشته^{۸۱} قرار بگیرند، زیرا سیگنال RST نشان داده شده در شکل ۲، آخرین سیگنالی است که به هنگام بازنشانی آN و NA باید در انتهای پشته^{۸۱} قرار بگیرند، زیرا سیگنال RST نشان داده شده در شکل ۲، آخرین سیگنالی است که به هنگام بازنشانی گرههای کام و PF دریافت می شود. مدار بازنشانی شامل یک ترانزیستور گذر، یک وارونگر و یک گیت NAND است. برای بازنشانی صحیح لچ متبوع، خروجی ترانزیستور گذر باید قبل از شفاف شدن لچ تابع یک شود [۳۲].



شکل ۲: PFD مبتنی بر فلیپ فلاپ MSPT دوفازه پویا [۳۲]

شماتیک مداری فرستنده IR-UWB تطبیق پذیر پیشنهادی در شکل ۳ نشان داده است. این فرستنده از سه زنجیره PFD+CP، چهار راهانداز، ذخیره کننده انرژی، مولد پالس UWB و شکل دهنده پالس تشکیل شده است. زنجیره PFD+CP اول دارای دو ورودی AI و B1 بوده که این ورودی ها برای PFD+CP دوم و سوم بهترتیب A2، 28 و RA، 83 هستند. از خروجی سه زنجیره ذکرشده (3-100) برای شارژ یا دشارژ خازنهای C6، 83 و C10 استفاده می شود. ولتاژ دو سر این دشارژ خازنهای C6، 83 و C10 استفاده می شود. ولتاژ دو سر این منبع تغذیه برای راهاندازهای دوم (M1 تا M68 تا M68، بهعنوان منبع تغذیه برای راهاندازهای دوم (M3 تا M14)، سوم (201 تا 22M) و چهارم (200 تا M30) به کار می روند. خروجی ut11)، سوم (201 تا 22C) به گیتهای دو سوئیچ M36 و M37 نیز وصل شده است. ترانزیستورهای موازی M31 و M32 و C5 در دوره فعال سیگنال داده و ترانزیستورهای موازی M33 تا M35 نیز برای دوره فعال سیگنال داده و ترانزیستورهای موازی M33 تا M35 نیز برای

1-۲ – عملکرد مدار در نرخ داده کمتر از Mpps

ورودیهای A1 و B1 در PFD اول، بهترتیب به داده ورودی و پالس ساعت ۱۰۰ Mpps وصل شدهاند. بنابراین، در نرخ دادههای کمتر از PFD ،۱۰۰ Mpps مذکور ترانزیستور M66 پمپ بار را بهصورت پشت سر هم روشن و خاموش کرده، درحالی که ترانزیستور M67 همیشه خاموش است. بههمین دلیل خازن C6 تا VDD = ۱/۸ ۷ شارژ می شود. با شارژ خازن، راهانداز دوم روشن شده و خازن C5 نیز با خازن C4 در ذخیره کننده انرژی موازی می شود. با موازی شدن این دو خازن، روند افزایشی انرژی خازن برای PRRهای کمتر از ۱۰۰ Mpps حفظ شده و درنتیجه، کاهش PSD که از محدودیت ظرفیت C4 ناشی شده بود جبران می شود. لازم به ذکر است که موازی شدن این دو خازن از طریق دو سوئیچ M36 و M37 انجام می شود. از طرف دیگر، با افزایش انرژی خازن، مدت زمان دشارژ آن بهدلیل محدودبودن جریان درین M33 افزایش یافته و این، تأثیر نامطلوبی بر روی پهنای باند خروجی دارد. این اثر نامطلوب با موازی شدن M33 با ترانزیستور کمکی M34 که توسط راهانداز دوم روشن می شود قابل جبران است. درنتیجه، در نرخ دادههای کمتر از Mpps، با دشارژ بخشی از انرژی خازن توسط ترانزیستور افزوده شده، مدت زمان دشارژ ثابت باقی میماند.

ورودیهای A2 و B2 در PFD دوم بهترتیب به داده ورودی و پالس ساعت A۰ Mpps و صل شدهاند. درنتیجه، خازن C8 در نرخ دادههای کمتر از Mpps ۵۰ تا مقدار V_{DD} = 1/۸ V شارژ شده و راهانداز سوم را روشن میکند. با روشنشدن راهانداز سوم، ترانزیستور M35 با دو ترانزیستور موجود در مولد پالس (M33 و M34) موازی می شود تا روند افزایشی انرژی خازن تأثیری بر پهنای باند خروجی نداشته باشد.



شکل ۳: شماتیک مداری فرستنده IR-UWB تطبیق پذیر پیشنهادی

۲-۲- عملکرد مدار در نرخ داده بیشتر از Gpps

مخرج (ω) $S_d(\omega)$ در رابطه (τ) که همان توان دوم دوره تناوب بیت ورودی است، با افزایش نرخ داده کاهش مییابد. صورت (ω) S_d نیز که وابسته به انرژی پالس است، بهدلیل کاهش انرژی خازن در ذخیره کننده انرژی، کاهش مییابد. در نرخ دادههای بزرگتر از (σ) Gpps ۲ ثابت زمانی τ مربوط به ذخیره کننده انرژی خیلی بزرگتر از T_{pc} بوده و درنتیجه، خازن در بازه زمانی τ_p نمیتواند متناسب با کاهش T_{pc} شارژ شود. به این معنی که میزان کاهش صورت (ω) کاهش از میزان کاهش مخرج آن بیشتر شده و درنتیجه، (ω) S_d (ω) مییابد. بهمنظور جبران این پدیده نامطلوب، راهانداز چهارم در نرخ دادههای بزرگتر از M31 در نزد میکند تا اندازه جریان شارژ خازن افزایش ذخیره کننده انرژی موازی می کند تا اندازه جریان شارژ خازن افزایش یافته و بدین ترتیب، PSD مستقل از نرخ داده میشود.

ورودیهای A3 و B3 در زنجیره PFD+CP سوم، عکس دو حالت قبلی بسته شدهاند. یعنی پالس ساعت GHz ۱ بهجای ورودی B به ورودی A داده شده تا شارژ خازن در نرخ دادههای بزرگتر از Gpps ۱ انجام شود. بدین ترتیب، با احتساب نتایج بخش ۲–۱، بازه تطبیق پذیری PSD فرستنده با نرخ تکرار پالس، از Gpps ۱–۱/۱ به Gpps ۲–۱/۲ افزایش مییابد. سه PFD استفاده شده در این فرستنده همیشه روشن بوده و توان مصرف میکنند. بهمنظور کمینه سازی این توان مصرفی تحمیل شده به مدار، از حداقل W/L ترانزیستورها در طراحی PFDها استفاده شده است.

شکل ۴ جانمایی فرستنده IR-UWB تطبیق پذیر را نشان میدهد. در این جانمایی از بالشتکهای STG بهمنظور محافظت در برابر جریانهای الکترواستاتیکی استفاده شده است. مساحت کل تراشه با

احتساب بالشتکها ۰/۷۵۵ mm² بوده و بدون در نظر گرفتن آنها ۱۰/۳۸ mm² ۰۰ μm.

۳- نتایج شبیهسازی پساجانمایی

در این بخش نتایج شبیه سازی پساجانمایی فرستنده در تکنولوژی تطبیق پذیر پیشنهادی گزارش شده اند. این فرستنده در تکنولوژی RF Spectre نانومتر TSMC پیاده سازی شده و نرم افزار NMOS برای برای شبیه سازی آن به کاررفته است. لازم به ذکر است که برای NMOS2V و NMOS2 از مدل های NMOS2V و برای omimcap و برای خازن ها از مدل های و منکور استفاده شده سلف ها نیز از مدل متقارن موجود در تکنولوژی مذکور استفاده شده است. همچنین VDD برابر با ۱/۸ ولت انتخاب شده است.





شکل ۷: شکل موج پالس UWB خروجی؛ در نرخ دادههای (الف) ۱۰، (ب) ۱۰۰، (ج) ۵۰۰، (د) ۱۴۰۰ Mpps

شكل موجهای ورودی A و B و خروجی Up و Down آشكارساز فاز/فركانس در شكل Δ نشان داده شدهاند. لبه بالارونده A در حالتی كه خروجی Up، پايين باشد منجر به لبه بالارونده در Up شده و لبه بالارونده B در حالتی كه Up بالا باشد آن را بازنشانی میكند. مطابق شكل Δ ، بهازای VF = f_A و VMHz این اینشانی میكند. مطابق روی خروجی Up توليد شدهاند. پالسهای بازنشانی باريكی كه بر روی Down شكل Δ رفتهاند ناشی از زمان تأخير گيت AND و مسير بازنشانی فليپ فلاپها بوده و عرض با اين تأخير زمانی مساوی است. بهطريق مشابه، بزرگتر بودن f_B از A موجب می شود پالسها بر روی خروجی Down شكل گرفته و بهازای $f_A = f_B$ نيز فقط پالسهای بازنشانی بر روی خروجیها شكل بگيرند.

شکلهای ۶ (الف) و (ب) شکل موج ولتاژ دو سر خازن اتصال زنجیرهای PFD/CP/C را بهترتیب بهازای PFD/CP/C زنجیرهای و $f_B = 1 \cdot \cdot MHz$ ، $f_A = \Delta \cdot MHz$ و $f_B = 1 \cdot \cdot MHz$ و $f_B = 1 \cdot \cdot MHz$ حالت (الف)، پالسهای مثبت بر روی خروجی Up شکل گرفته و این پالسها ترانزیستور M67 در پمپ بار را بهصورت پشت سر هم روشن کرده و خازن زنجیره را دشارژ میکنند. شکل ۶ (ب) برای حالتی است که ترانزیستور M66 در پمپ بار، توسط پالسهای خروجی Down روشن شده و خازن زنجیره را تا ۱/۸ ۷ شارژ می کنند. منحنی بالارونده شکل ۶ (ب) از بخشهای افزایشی و ثابت متوالی تشکیل شده است. هر بخش افزایشی بهازای یکی از پالسهای خروجی PFD ایجاد می شود. از طرفی، ولتاژ دو سر خازن پس از شارژ و دشارژ کامل، تموجهایی دارد که از پالسهای بازنشانی باریک خروجیهای Up و Down ناشی می شوند. عملکرد فرستنده IR-UWB تطبیق پذیر ییشنهادی، چند فازه بوده و همه بلوکها بهازای همه نرخهای تکرار پالس فعال نیستند. لذا برای پوشش همه فازهای کاری، شبیهسازیها در PRRهای ۱۰، ۱۰۰، ۵۰۰ و ۱۴۰۰ Mpps تکرار شدهاند.

شکل موجهای خروجی دو سر آنتن Ω ۵۰ بهازای نرخ تکرار پالس ۱۰، ۲۰، موجهای خروجی دو سر آنتن Ω ۵۰ بهازای نرخ تکرار پالس نشان داده شدهاند. پوش شکل موجها که نحوه وزندهی مؤلفههای فرکانسی را در PSD تعیین میکند، در هر چهار حالت تقریباً یکسان هستند. از طرفی، دامنه قله تا قله پالسها در حالتهای (الف) تا (د) بهترتیب مساوی ۹۳۰، ۹۳۰ و ۱۲/۶۳ ست. درواقع، متناسب با کاهش نرخ تکرار پالس (افزایش مخرج (ω) s_d در رابطه (π))، دامنه پالسها (صورت (ω) s_d) نیز افزایش یافته و درنتیجه، (ω) s_d تقریباً ثابت مانده است. بنابراین، استفاده از تکنیک LMPC در تمامی PSR موجب تثبیت تقریبی قله PSD شده است.

شکل ۸، PSD خروجی فرستنده را در نرخ تکرار پالس ۲۰، ۱۰۰، ۵۰۰ و PSD نشان میدهد. در هر چهار حالت، PSD از تطابق کامل با ماسک برخوردار است. این تطابق حتی در محدوده فرکانسی کامل با ماسک برخوردار است. این تطابق حتی در محدوده و ر اکثر طراحیها مانند [۱۹، ۳۳، ۳۴] رعایت نشده، تحقق یافته است. همچنین، پوشهای PSD نیز که توسط پوشهای حوزه زمانی سیگنال تعیین میشوند در هر چهار حالت شبیه هم هستند. در جدول ۱، مقادیر قله PSD و پهنای باند طه ۱۰ - طیف خروجی بهازای PRRهای مذکور ارائه شدهاند.

از طرفی، نقش مدار تشدیدگر LC سری متشکل از L2 و C3 در منحنیهای شکل ۸ کاملاً مشخص است. شکاف موجود در حوالی فرکانس ۲ GHz ناشی از صفر انتقالی تشدیدگر است. بدین ترتیب، علی رغم تغییرات PVT، تطابق PSD با ماسک حفظ خواهد شد. البته علی رغم تغییرات TVT، تطابق حکال با ماسک حفظ خواهد شد. البته حلومت عدم استفاده از این تشدیدگر سری، آنتن نیز بهدلیل خاصیت میانگذری خود، میتواند بخشی از بالازدگیهای ماسک را جبران کند.



شکل ۸: طیف فرکانسی پالس UWB خروجی؛ در نرخ دادههای (الف) ۲۰، (ب) ۱۰۰، (ج) ۵۰۰، (د) ۱۴۰۰ Mpps

جدول ۱: قله PSD و پهنای باند طیف خروجی در PRRهای مختلف



شکل ۹: قله PSD برحسب PRR در گوشههای SS، TT و FF

كوشههاى مختلف	PRRھا و	فله PSD در	جدول ۲:
MHz) PSD ala	(Mpps)	1. 15: - :	ث بر ما ارم

قله (dBm/MHz) PSD)	نرخ تکرار پالس (Mpps)	گوشه طراحی
- ۴ ٧/٣	١٠	
-42/90	1	55
-46/•9	۵۰۰	
-41/94	14	
-۴۵/۹	١٠	
-41/94	۱۰۰	TT
-41/42	۵۰۰	11
-47/24	14	
-40/18	١٠	
-41/20	۱۰۰	EE
- WV /9 W	۵۰۰	ГГ
-۳۷/۴۲	16	

شکل ۹ نمودار قله PSD را برحسب PRR در دمای C ۷ و ولتاژ تغذیه ۲۲ ،SS نشان میدهد. این نمودار در گوشههای طراحی TT ،SS و TT و FF رسم شده است. بنابراین، استفاده از تکنیک LMPC موجب کاهش قابلتوجه وابستگی قله PSD به PRR و تثبیت تقریبی آن شده

است. میزان تغییرات قله PSD در محدوده Gpps ۲۰/۰۲- برای گوشههای FF ،TT و SS بهترتیب ۳/۳۸، ۳/۸۳ و ۶/۸۹ dBm/MHz است. این نمودار بهازای گوشههای TT و SS با ماسک FCC مطابقت داشته و در حالت FF از محدوده توان ماسک بالا رفته است.

مطابق شکل ۱۰، PSD خروجی فرستنده در گوشههای FF، TT و SS و بهازای نرخ دادههای ۱۰، ۱۰۰، ۵۰۰ و PSD اکاملاً با ماسک FCC مطابقت دارد. نحوه چینش خطوط طیفی در PSD این شکل موجها قابل تأمل است. فاصله خطوط طیفی متوالی برابر با نرخ تکرار پالس است. با افزایش PRR و درنتیجه، افزایش فاصله خطوط طیفی از یکدیگر، تعداد این خطوط کاهش یافته و متعاقباً، انرژی هر یک از آنها افزایش مییابد. تکنیک LMPC با کاهش انرژی سیگنال، بهمنظور جبرانسازی این پدیده به کاررفته است. جدول ۲، مقادیر قله PSD را در گوشههای SS، TT و FF و بهازای نرخهای تکرار پالس ۱۰، ۱۰۰ می

شکل ۱۱ (الف)، (ب) و (ج)، بهترتیب ولتاژ گره X مدار شکل ۳، جریان M31 و جریان دشارژ خازن بلوک ذخیره کننده انرژی را در نرخ تکرار پالس Mpps ۱۰ نشان میدهد. در هر لبه پایینرونده ولتاژ گره X که نسخه وارونشده داده ورودی است، M31 روشن شده و خازن بلوک ذخیره کننده انرژی توسط جریان شکل ۱۱ (ب) که از منبع تغذیه تأمین میشود شارژ میشود. همین انرژی ذخیره شده بهعنوان جریان ایمپالسی ورودی (شکل ۱۱ (ج)) برای فیلتر شکلدهنده پالس عمل کرده و سیگنال خروجی را تولید میکند. بخشی از توان مصرفی فرستنده به همین جریان شارژکننده خازن مربوط میشود. بقیه توان مصرفی در DFGها و پمپ بار آنها و نیز بافرها (M68 تا M79) مصرف میشوند. لازم به ذکر است که راهاندازهای دوم تا چهارم بهازای همه میشوند. لازم به ذکر است که راهاندازهای دوم تا چهارم بهازای همه میشوند. این راهاندازی میشود و توان مصرف نمیکنند. این راهاندازها نرخهای تکرار پالس فعال نبوده و توان مصرف نمیکنند. این راهاندازها به کاررفته، راهاندازی میشوند.



شکل ۱۰: طیف فرکانسی پالس UWB خروجی برای گوشههای FF و SS؛ در نرخ دادههای (الف) ۱۰، (ب) ۱۰۰، (ج) ۵۰۰، (د) ۱۴۰۰ Mpps









جدول ۳: میانگین و انحراف معیار توان مصرفی برای PRRهای

انحراف معيار (µW)	میانگین (mW)	نرخ تکرار پالس (Mpps)
1/4244	•/۲9۳V۲	١٠
٨/١٥٣٥	۰/۸۰۱۱۴	۵۰۰
٩/۴٠٩۵	1/1826	1
۱۲/۸۱۹	۲/•۲۲۲	14



شکل ۱۳: تحلیل مونت کارلو برای شکل پالس UWB در حوزه زمان؛ به ازای نرخ دادههای (الف) ۱۰، (ب) ۱۰۰، (ج) ۵۰۰، (د) ۱۴۰۰ Mpps

توان تلفاتی اهمی فیلتر شکلدهنده پالس که از ضریب کیفیت محدود افزارههای سلف و خازن ناشی میشود، با محاسبه اختلاف توان تحویل دادهشده به فیلتر و توان خروجی آن محاسبه میشود. این توان برای نرخهای تکرار پالس ۱۰، ۱۰۰، ۵۰۰، ۱۰۰۰ و ۳۷۳/۳۲ است. بهترتیب برابر با ۲۸/۲، ۲۸/۲۵، ۲۲۷/۳۴ و ۱۸/۴۶ است. این مقادیر بهترتیب ۹/۶، ۲۲/۱۳، ۲۸/۷، ۲۲/۱ و ۱۸/۴۶ درصد از کل توان مصرفی فرستنده را تشکیل میدهند.

شکل ۱۲ نتایج شبیهسازی مونت کارلو را برای توان مصرفی کلی فرستنده بهازای دمای ۲۷ درجه سانتی گراد و ولتاژ تغذیه ۷ ۸/۸ در نرخ دادههای ۱۰، ۵۰۰، ۵۰۰۱ و ۱۴۰۰ Mpps نشان میدهد. تعداد شبیهسازی برای این ۴ نرخ تکرار پالس بهترتیب ۱۰۰، ۳۰۰، ۱۰۰ و ۳۰۰ است. مقادیر میانگین و انحراف معیار توان مصرفی برای این ۴ حالت در جدول ۳ گزارش شدهاند.

نتایج شبیهسازی مونت کارلو برای پالس UWB خروجی در نرخ تکرار پالس ۱۰، ۱۰۰، ۵۰۰ و ۱۴۰۰ Mpps در شکل ۱۳ نشان داده شدهاند. شکل کلی پالس که توسط پوش، دامنه و دوره فعال آن تعیین

می شود ثابت مانده و شیفت زمانی بسیار جزئی در آنها ایجاد شده است. همچنین، پیکهای مختلف پالسهای UWB خروجی، همه تقریباً با یک نسبت مساوی تغییر یافتهاند. درنتیجه، با وجود تلرانس ساخت، مطابقت PSD با ماسک FCC برقرار خواهد ماند.

از آنجایی که اطلاعات زیادی از شکل ۱۳ قابل استخراج نیست، دامنه قله تا قله پالسها به صورت جداگانه به عنوان متغیر خروجی مونت کارلو تعریف شده و نتایج آن در شکل ۱۴ برای نرخ تکرار پالس ۱۰، ۱۰، ۵۰۰ و ۵۰۰ لو ۱۴۰۰ نشان داده شدهاند. تعداد شبیه سازی ها برای این چهار حالت به تر تیب ۲۰۰، ۲۵۰، ۱۳۰ و ۱۳۰ است. مقادیر میانگین و انحراف معیار دامنه قله تا قله برای این چهار نرخ تکرار پالس در جدول ۴ گزارش شدهاند.



شکل ۱۴: تحلیل مونت کارلو برای ولتاژ قله تا قله خروجی فرستنده؛ بهازای نرخ دادههای (الف) ۱۰، (ب) ۱۰۰، (ج) ۵۰۰ ، (د) ۱۴۰۰ Mpps

جدول ۴: میانگین و انحراف معیار دامنه قله تا قله در PRRهای مختلف

انحراف معيار	میانگین (mV)	نرخ تکرار پالس (Mpps)
۱۱/۴۳۷۴ mV	921/4818	۱.
۱۱/۱۷۵۴ mV	197/871	۱۰۰
$\lambda {\tt NV} / {\tt IDIA} \ \mu V$	37/4274	۵۰۰
446/1246 µV	17/2227	14

بهمنظور مطالعه اثر تغییرات ولتاژ تغذیه و دمای محیط بر خروجی فرستنده، گستره تغییرات این پارامترها، بهترتیب (۱/۹۸ ، ۱/۹۲) ولت و (۲۵ ، ۴۰-) درجه سانتی گراد انتخاب شدهاند. همچنین برای هر یک از این متغیرها گامهای یکسانی در نظر گرفته شدهاند.

شکل ۱۵ (الف)، (ب) و (ج)، بهترتیب منحنی تغییرات ولتاژ قله تا قله پالس UWB خروجی را در نرخ داده Mpps ۱۰ بهازای تغییر ولتاژ تغذیه، دما و تغییر هر دوی آنها نشان میدهد. با افزایش ولتاژ تغذیه، ولتاژ قله تا قله خروجی از مقدار ۷ ۲/۲۴ به مقدار ۷ ۱/۱۵ افزایش یافته است. ولتاژ قله تا قله پالس خروجی با مقدار انرژی ذخیرهشده در خازن ذخیرهکننده انرژی متناسب است. از طرف دیگر طبق رابطه (۴)، این انرژی ذخیرهشده با ولتاژ تغذیه متناسب است. درنتیجه، ولتاژ قله تا قله پالس خروجی با ولتاژ تغذیه متناسب حواهد بود. با افزایش دما

یافته است. این پدیده به مقاومت روشنشدگی ترانزیستور مربوط می شود. این مقاومت عبارت است از [۲۱]:

$$R_{p} = \frac{1}{\mu_{p}C_{oxp}\frac{W}{L}\left(V_{dd} - \left|V_{thp}\right|\right)}$$
(Δ)

ضریب دمایی V_{th} عددی منفی بوده و بسته به سطح ناخالصی ماده، مقداری بین V_{th} عددی منفی بوده و بسته به سطح ناخالصی ماده، مقداری بین F = T = 0 ست $T = cloter [T^{-2.2}]$. از طرفی، در سیلیکون μ_{p} متناسب با $T^{-2.2}$ است $[7^{9}]$. بدین ترتیب، افزایش دما منجر به افزایش مقاومت R_{p} ترانزیستور ذخیره کننده انرژی شده و درنتیجه، ثابت زمانی T_{p} افزایش مییابد. لذا، مطابق رابطه (۴)، E کاهش یافته و ولتاژ قله تا قله پالس UWB خروجی کاهش مییابد.



شکل ۱۵: تغییرات ولتاژ قله تا قله پالس UWB در نرخ داده Mpps ۱۰؛ به ازای تغییر (الف) ولتاژ تغذیه، (ب) دما، (ج) ولتاژ تغذیه و دما

منحنیهای تغییرات ولتاژ قله تا قله پالس UWB خروجی بهازای تغییر ولتاژ تغذیه، دما و تغییر هر دوی آنها در نرخ تکرار پالس ۵۰۰ و مطابق شکل ۱۶ (الف)، با افزایش ولتاژ تغذیه، ولتاژ قله تا قله از ۲۷ mV به ۵۵ افزایش یافته است. با افزایش دما نیز مطابق شکل ۱۶ (ب)، ولتاژ قله تا قله از ۵۲/۵ mV به ۳۰/۵ TV کاهش یافته است. در نرخ تکرار پالس ۱۴۰۰ Mpps نیز با توجه به شکل ۱۷، با افزایش ولتاژ تغذیه، ولتاژ قله تا قله از ۹۳ ۹ به ۳۷ ۱۷/۴ افزایش یافته و با افزایش دما، از ۱۷/۸ mV به ۱۷/۴ کاهش یافته است. (الف)، (ب) و (ج)، PSD پالس UWB خروجی را در نرخ تکرار پالس











۱۰ Mpps بهترتیب بهازای تغییر دما، ولتاژ تغذیه و تغییر هر دوی آنها نشان میدهد.

منحنی قرمز رنگ در هر سه شکل مربوط به V ND = 1/4 و دمای C VDD = 1/4 و بهازای همه مقادیر دما و ولتاژ تغذیه در بازههای تعیینشده تطابق کامل را با ماسک FCC حتی ولتاژ تغذیه در بازههای تعیینشده تطابق کامل را با ماسک FCC حتی در محدوده GPS دارد. حداکثر و حداقل قله PSD بهازای تغییر دما، + 67/4 و + 70/7 مهازای تغییر ولتاژ تغذیه، + 77/7 و + 77/1 dBm/MHz و + 70/1 ملBm/MHz است. حداکثر و حداقل پهنای باند BD -1 - نیز + 10 dBm/MHz است. حداکثر و حداقل پهنای باند BP -10 - نیز + 10 dBm/MHz و + 70/1 ملBm/MHz + 100 cm (+ 700 cm) + 700 cm (+ 700 cm) + 700 cm+ 100 cm (+ 700 cm) + 700 cm

در شکل ۱۹، خروجی مشابهی در نرخ تکرار پالس ۱۹۶۸ ۵ نشان داده شده است. در بزرگنمایی یکی از تُنهای فرکانسی ۹۵۹ ۵ حالت مختلف بهازای ۵ دمای مختلف در (الف)، ۵ ولتاژ تغذیه مختلف در (ب) و ۵ ولتاژ تغذیه و دمای مختلف در (ج) مشخص شدهاند. PSD بهازای همه مقادیر ذکرشده برای دما و ولتاژ تغذیه در همه حالتها بهغیراز حالت (ج) تطابق کامل را با ماسک FCC دارد. حداکثر و مداقل اندازه قله PSD بهازای تغییرات دما، ۴۱/۳۷ – و ۴۵/۴۵ dBm/MHz و بهازای تغییرات هر دوی ولتاژ تغذیه و دما برابر با ۳۸/۲۶ و ۳۸/۴۵ – و ۹ مازای تغییرات هر دوی ولتاژ تغذیه و دما برابر با ۴۶/۷۶ dBm/MHz

عملکرد فرستنده IR-UWB تطبیق پذیر طراحی شده، در جدول ۵ خلاصه شده و با بهترین طراحی های سال های اخیر مقایسه شده است. البته به غیراز [۲۱]، هیچ کدام از طراحی های اشاره شده در این جدول از PSD تطبیق پذیر با نرخ تکرار پالس بر خوردار نیستند. با دقت در ستون مربوط به PP مشاهده می شود که این پارامتر در طراحی ما نسبت به طراحی [۲۱] افزایش جزئی داشته است. این افزایش جزئی به دلیل وجود سه بلوک PFD بوده که همیشه فعال هستند. البته با این افزایش جزئی در PF، ۲۵، ۲۷، ۳۰، ۳۷،

دلیل تفاوت فاحش مساحت مصرفی فرستنده طراحی شده در مقایسه با [۲۱] این است که در مدار پیاده سازی شده در [۲۱]، تشدیدکننده LC سری طراحی شده در این مقاله، که دارای سلف ۱/۴۶ nH است، استفاده نشده است. فرستنده پیشنهادی در مقایسه با ۱۹۲۰، ۲۷، ۳۰، ۳۹] از مساحت کمتری برخوردار است.

EP نرمالیزه بهعنوان پارامتری برای تعیین میزان راندمان انرژی در مدارهای مصرفکننده توان از طریق تقسیم EP بر دامنه قله تا قله محاسبه میشود. راندمان انرژی طرح پیشنهادی در این مقاله در تمامی نرخهای تکرار پالس اشارهشده، بالاتر از طراحیهای [۲۷، ۳۰، [۳۹] است. همچنین EP نرمالیزه در این مقاله خیلی پایینتر از نتایج

گزارششده در [۳۸، ۴۰] برای PRRهای بهترتیب ۱۰ و Mpps است. است. EPهای نرمالیزه در [۲۱] از پالس خروجی شبیهسازی شده در نرخهای داده Mpps و ۱۰۰ Mpps حاصل شدهاند. این اطلاعات برای مقایسه کامل با طراحی ما کافی نیستند، زیرا راهاندازهای دوم و سوم مدار ارائهشده در این مقاله بهترتیب در این دو فرکانس فعال

می شوند. برای مقایسه کامل، به EPهای نرمالیزه بین دو نرخ تکرار پالس Mpps و ۱۰۰ Mpps و ۱۰۰۰، بازهای از نرخ تکرار پالس که فقط راهانداز اول فعال است، نیازمندیم. با این حال، چنین اطلاعاتی از [۲۱] قابل استخراج نیست.



شکل ۱۸: PSD پالس UWB خروجی در Mpps ۱۰؛ به ازای تغییر (الف) دما، (ب) ولتاژ تغذیه، (ج) ولتاژ تغذیه و دما

مرجع	CMOS (µm)	مدولاسيون	PRR (Mpps)	-10 dB BW (GHz)	توان مصرفی (mW)	V _{pp} (mV)	EP (pJ/pulse)	EP نرمالیزه شده (pJ/pulse-V)	مساحت تراشه (mm²)	نتايج
[19]	٠/١٣	OOK	۱۰۰	۳-۵	4/44	۲۴۰	44/4	-	١/۶٨	اندازهگیری
[٢۵]	٠/٠٩	BPSK	٨۶٠	÷7/8-8/8	17/18	4.4	14/4	۳۵/۲	• /۶	پساجانمایی
[77]	٠/١٨	OOK	17.	۶-۱۰	٤١/١	۲۵	۳/۶	2367	١/٣٧	اندازهگیری
[۳۰]	۰/۰۹	BPSK	4	۳/۵	۰۱۸	۶.	۵/۲۴۴	۲۰۸	۱/۹	اندازهگیری
[٣٧]	۰/۱۳	OOK	١٠٠	۶/٨	۳/۸۴	142.	٩	۶/۴	۰/۵۴	اندازهگیری
[٣٨]	٠/١٨	OOK	١٠٠	۳-۹/۱۵	११/९९	٤٢٠٢	۱۹/۹	۹۸/۵	• /٣١	پساجانمایی
[٣٩]	٠/١٨	OOK	۲۰	۱/۳۶	129	٢	۶۷۱	۳۳۵/۵	۴/۴ ^ک	اندازهگیری
[۴۰]	۰/۱۳	OOK	١٠	Ψ•/۱-•/٨	۰/۱۶	۳۱۰	۳۲	۱۰۳	۰۰/۰۰۴	اندازهگیری
[41]	۰/۱۳	OOK	17	۲/۵	١٢	14	١٠	Υ/١	۰/۵۴	اندازهگیری
[71]	•/١٨	OOK	۱۰۰ ۵۰۰ ۱۰۰۰	۳/۲-۸/۲ ۴-۸/۵ ۴-۹	•/7۶ •/۵ *•/٧۶	۲۲۰ در ۲۲۰ *۱۰۰ ۲۳/۵ در ۲۳/۵	7/8 1 *•/48	۱۱/۸ در ۱۱/۸ ۳۲/۳۴ در ۳۲/۳۴	٥٠/٠٩	اندازهگیری – شبیهسازی
این مقاله	-/\X	ООК	۱۰ ۵۰۰ ۱۰۰۰	r/fr-//+r r/ff-9/f r/ff-1+/11 r/9-9/b r/d-1+/fk	۰/۲۹۳ ۰/۶۲۳۵ ۰/۷۹۲ ۱/۱۸۹ ۲/۰۲۲	98. 198 79 14 14	79/T 8/TTD 1/DAF 1/1A9 1/FF	41/0 47/4 4.181 89/94 114	**•/٣٨	پساجانمایی

IR-UWI تطبیق یذیر پیشنهادی با کارهای اخیر	دول ۵: مقایسه عملکرد فرستنده B
---	--------------------------------

الف) در WLAN ۰۰ . ب) قابل تنظیم ، چ) با صرفنظر از توان مصرفی VCO ، د) با صرفنظر از راهانداز خروجی ، ع) با فرونشاندن طیف در باند WLAN، ک) با صرفنظر از بالشتکـها ، ن) مساحت هسته ، ی) بدون بالشتکـهای اندازه گیری *شبیهسازی ، **مساحتـهای ناحیه فعال و تراشه: *۳۳۸ و *۱۳۷۷ و /۷۵۵ mm



شکل PSD :14 پالس UWB خروجی در Mpps ۱۴۰۰؛ به ازای تغییر (الف) دما، (ب) ولتاژ تغذیه، (ج) ولتاژ تغذیه و دما

۴- نتیجهگیری

در این مقاله یک فرستنده IR-UWB با قابلیت ارسال داده OOK در تکنولوژی ۱۸۰ CMOS نانومتر TSMC پیادهسازی شده است که شامل بلوكهاى PFD، راهانداز، ذخيرهكننده انرژى، مولد پالس UWB، فیلتر میان گذر شکل دهنده و تشدیدکننده LC سری است. تولید یالس UWB در این فرستنده مبتنی بر فیلتر میان گذر شکل دهنده است. ویژگی اصلی این فرستنده مربوط به PSD آن بوده که مستقل از نرخ تكرار پالس است. تطبيق پذيرى چگالى طيفى توان پالس UWB فرستنده با نرخ تكرار يالس، با استفاده از تكنيك LMPC محقق شده و از PFD بهمنظور گسترش محدوده آن استفاده شده است. بدین ترتیب، قله PSD بهازای نرخ تکرار پالس PSD ۱/۴ Gpps در مجاورت حداکثر توان مجاز ماسک FCC در طیف فرکانسی GHz، یعنی ۴۱/۳ dBm/MHz-، نگه داشته شده و تغییراتی برابر با ۳/۳۸ dBm/MHz داشته است. بر اساس نتایج شبیهسازی پساجانمایی، دامنه قله تا قله پالس UWB خروجی بهازای نرخ تکرار پالس ۱۰، ۵۰۰، ۵۰۰ و ۱۴۰۰ Mpps بهترتیب ۹۳۰، ۱۹۳، ۳۹ و ۱۲/۶۳ mV است. توان مصرفی کلی نیز در این نرخهای تکرار پالس برابر با ۲۹۳/۰، ۰/۶۲۳۵ ۲/۰۲۲ و ۲/۰۲۲ است. EP نرمالیزه شده به دامنه یالس

خروجی بهازای VDD = 1/A V در PRRهای ۱۰، ۱۰۰، ۵۰۰ و ۱۴۰۰ Mpps بهترتیب ۲۱/۵، ۳۲/۳، ۴۰/۶۱ و (۱۹۶۷–۱۱۴ Mpps است. مساحت ناحیه فعال مدار ۳۸۸ mm² بوده و با احتساب بالشتکهای STG و اتصال به ۲/۷۵۵ mm² میرسد.

مراجع

- [1] B. Schleicher, *Impulse-radio ultra-wideband systems for vital-sign monitoring and short-range communications*, Universität Ulm, 2012.
- [2] D. Barras, A low-power impulse radio ultra-wideband CMOS radio-frequency transceiver, Diss., Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Nr. 19019, 2010.
- [3] S. T. Abraha, Impulse Radio Ultra Wideband over Fiber Techniques for Broadband In-Building Network Application, Ph.D. thesis, Eindhoven: Tech. Univ. Eindhoven, 2012. http://alexandria. tue. nl/extra2/735363. pdf.
- [4] A. Yarovoy, "Ultra-wideband systems," in *33rd European Microwave Conference*, pp. 597-600, 2003.
- [5] R. S. Kshetrimayum, "An introduction to UWB communication systems," *IEEE Potentials*, vol. 28, no. 2, pp. 9-13, 2009.
- [6] L. Zhou, Z. Chen, C.-C. Wang, F. Tzeng, V. Jain and P. Heydari, "A 2-Gb/s 130-nm CMOS RF-correlation-based IR-UWB transceiver front-end," *IEEE Transactions on*

applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 3, pp. 158-160, 2013.

- [24] Y. Zhu, J. D. Zuegel, J. R. Marciante and H. Wu, "Distributed waveform generator: A new circuit technique for ultra-wideband pulse generation, shaping and modulation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 3, pp. 808-823, 2009.
- [25] S. V. Mir-Moghtadaei, A. Fotowat-Ahmady, A. Z. Nezhad and W. A. Serdijn, "A 90 nm-CMOS IR-UWB BPSK Transmitter With Spectrum Tunability to Improve Peaceful UWB-Narrowband Coexistence," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 6, pp. 1836-1848, 2014.
- [26] D. Liu, X. Ni, R. Zhou, W. Rhee and Z. Wang, "A 0.42mW 1-Mb/s 3-to 4-GHz Transceiver in 0.18-μm CMOS With Flexible Efficiency, Bandwidth, and Distance Control for IoT Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 6, pp. 1479-1494, 2017.
- [27] Y.-T. Lo, C.-C. Yui and J.-F. Kiang, "OOK/BPSKmodulated impulse transmitters integrated with leakagecancelling circuit," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 218-224, 2013.
- [28] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed., Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 2011.
- [29] H. Shao and N. C. Beaulieu, "Direct sequence and timehopping sequence designs for narrowband interference mitigation in impulse radio UWB systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 7, pp. 1957-1965, 2011.
- [30] H. Hedayati and K. Entesari, "A 3.1–10.6 GHz ultra wide-band impulse radio transmitter with notch implementation for in-band interferers in 90nm CMOS," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium* (*RFIC*), 2012 IEEE, pp. 459-462, 2012.
- [31] S. Pan and J. Yao, "Performance evaluation of UWB signal transmission over optical fiber," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 28, no. 6, pp. 889-900, 2010.
- [32] M. Mansuri, D. Liu and C.-K. Yang, "Fast frequency acquisition phase-frequency detectors for GSa/s phaselocked loops," in *Solid-State Circuits Conference*, 2001. *ESSCIRC 2001. Proceedings of the 27th European*, pp. 333-336, 2001.
- [33] C. Hu, R. Khanna, J. Nejedlo, K. Hu, H. Liu and P. Y. Chiang, "A 90 nm-CMOS, 500 Mbps, 3–5 GHz fullyintegrated IR-UWB transceiver with multipath equalization using pulse injection-locking for receiver phase synchronization," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 5, pp. 1076-1088, 2011.
- [34] M. Crepaldi and D. Demarchi, "A 130-nm CMOS 0.007-Ring-Oscillator-Based Self-Calibrating IR-UWB Transmitter Using an Asynchronous Logic Duty-Cycled PLL," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 60, no. 5, pp. 237-241, 2013.
- [35] N. H. Weste and K. Eshraghian, *Principles of CMOS VLSI design: A systems perspective*, 2nd ed, Addision-Wesley Publishing, California, 1993.
- [36] B. Van Zeghbroeck, *Principles of semiconductor devices*, Colarado University, 2004.
- [37] S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, R. Vauche, O. Fourquin, N. Dehaese, *et al.*, "A 9-pJ/pulse 1.42-Vpp OOK CMOS UWB pulse generator for the 3.1–10.6-GHz FCC band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 1, pp. 65-73, 2010.
- [38] J. Radic, A. Djugova, L. Nagy and M. Videnovic-Misic, "New design of low power, 100Mb-s IR-UWB pulse generator in 0.18 μm CMOS technology,"

Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 4, pp. 1117-1130, 2011.

- [7] M. G. Khan, On Modulation and Detection Schemes for Low-Complexity Impulse Radio UWB Communications, Blekinge Institute of Technology, 2011.
- [8] C.-C. Chong, F. Watanabe and H. Inamura, "Potential of UWB technology for the next generation wireless communications," in 2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, pp. 422-429, 2006.
- [9] L. Zwirello, *Realization Limits of Impulse-Radio UWB* Indoor Localization Systems, vol. 71, KIT Scientific Publishing, 2014.
- [10] S. Gezici, "A survey on wireless position estimation," *Wireless personal communications*, vol. 44, no. 3, pp. 263-282, 2008.
- [11] S. Gezici and H. V. Poor, "Position estimation via ultrawide-band signals," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 386-403, 2009.
- [12] Z. Sahinoglu, S. Gezici and I. Guvenc, *Ultra-wideband* positioning systems, Cambridge, New York, 2008.
- [13] Z. Zou, Impulse radio UWB for the internet-of-things: a study on UHF/UWB hybrid solution, KTH Royal Institute of Technology, 2011.

مبتنی بر شبکه تطبیقی نفوذی برای تخمین مقاوم میدان اسکالر در شبکههای سنسوری بی سیم»، مجله مهندسی برق

- [15] A. Apsel, X. Wang and R. Dokania, *Design of ultra-low power impulse radios* vol. 124, Springer Science & Business Media, 2013.
- [16] F. C. Commission, Code of Federal Regulations, Part 15–Radio Frequency Devices, vol. 1, ed. Title 47 Telecommunication, pp. 902-928, 2009.
- [17] Acuson Freestyle Ultrasound System, Siemens Medical Solutions. http://www.healthcare.siemens.com/ultrasound/ultrasoun

d-point-of-care/acuson-freestyle-ultrasound-system

- [18] O. Z. Batur, E. Akdag, H. Akkurt, A. Oncu, M. Koca and G. Dundar, "An ultra low-power dual-band IR-UWB transmitter in 130-nm CMOS," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 59, no. 11, pp. 701-705, 2012.
- [19] L. Xia, Y. Huang and Z. Hong, "Low power amplitude and spectrum tunable IR-UWB transmitter," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 20, pp. 1200-1201, 2008.
- [20] M. Shen, Y.-Z. Yin, H. Jiang, T. Tian and J. H. Mikkelsen, "A 3-10 GHz IR-UWB CMOS pulse generator with 6 mW peak power dissipation using a slow-charge fast-discharge technique," *IEEE Microwave* and Wireless Components Letters, vol. 24, no. 9, pp. 634-636, 2014.
- [21] M. Shen, Y.-Z. Yin, H. Jiang, T. Tian, O. K. Jensen and J. H. Mikkelsen, "A 0.76-pJ/Pulse 0.1-1 Gpps Microwatt IR-UWB CMOS Pulse Generator With Adaptive PSD Control Using a Limited Monocycle Precharge Technique," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 62, no. 8, pp. 806-810, 2015.
- [22] R. Xu, Y. Jin and C. Nguyen, "Power-efficient switchingbased CMOS UWB transmitters for UWB communications and radar systems," *IEEE Transactions* on microwave theory and techniques, vol. 54, no. 8, pp. 3271-3277, 2006.
- [23] M. J. Zhao, B. Li and Z. H. Wu, "20-pJ/pulse 250 Mbps low-complexity CMOS UWB transmitter for 3–5 GHz

transmitter for energy detection receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 10, pp. 2443-2455, 2012.

[41] O. Fourquin, S. Bourdel, J. Gaubert, R. Vauché, N. Dehaese, A. Chami, et al., "Chip on board 3–10-GHz impulse radio ultra wideband transmitter with optimized die to antenna wire bond transition," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 3, no. 5, pp. 749-758, 2013.

Microelectronics Journal, vol. 44, no. 12, pp. 1215-1222, 2013.

- [39] Y. Zheng, Y. Zhu, C.-W. Ang, Y. Gao and C.-H. Heng, "A 3.54 nJ/bit-RX, 0.671 nJ/bit-TX Burst Mode Super-Regenerative UWB Transceiver in 0.18-CMOS," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 8, pp. 2473-2481, 2014.
- [40] M. Crepaldi, D. Dapra, A. Bonanno, I. Aulika, D. Demarchi and P. Civera, "A very low-complexity 0.3–4.4 GHz 0.004 mm all-digital ultra-wide-band pulsed

زيرنويسها

- Ultra-Wideband
- ^r Power Spectral Density
- " Pulse Repeating Rate
- * Correlator
- ^a Impulse Radio Ultra-Wideband
- ' Spark Gap
- ^v Effective Isotropic Radiated Power
- [^] Bit Error Rate
- ¹ Wireless Ultrasound Video Streaming
- ¹ Up Converting
- " Time Gating
- ¹⁷ Notch
- ^{vr} Time Hopping
- ¹⁴ Phase/Frequency Detector
- 14 Limited Monocycle Precharge
- ¹⁹ Energy per Pulse
- W Master-Slave Pass Transistor
- 1 Stack