



دانشگاه صنعتی سهند

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۶ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۳۹۸

صفحات ۱۶ الی ۳۱

ISSN: 2322-3146

http://jnsee.sut.ac.ir

طراحی مداری کارآمد جهت تنظیم نرخ ارسال داده در تقویت‌کننده‌های توان برای کاربردهای پزشکی بی‌سیم

طیبه آزادموسوی^۱، اسماعیل نجفی‌اقدم^۲ و جواد فرونچی^۳

^۱آزمایشگاه تحقیقاتی میکروالکترونیک، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران، ta_azadmousavi@sut.ac.ir

^۲انویسنده مسئول، آزمایشگاه تحقیقاتی میکروالکترونیک، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران، Najafiaghdam@sut.ac.ir

^۳آزمایشگاه میکروالکترونیک و میکروسنسور، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران، jfrounchi@tabrizu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۰۲ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۵/۲۵)

چکیده

واژه‌های کلیدی

در این مقاله مدار جدیدی به‌منظور پیکربندی تقویت‌کننده توان برای فرستنده‌های مدولاسیون کلیدزنی روشن-خاموش بازگشتی به صفر (RZ-OOK) پیشنهاد شده است. تقویت‌کننده توان پیشنهادشده به‌صورت یک ساختار چند-حالتی با نرخ ارسال داده و سطح توان خروجی تنظیم‌پذیر عمل می‌کند. فرآیند تنظیم‌پذیری نرخ ارسال داده به‌وسیله تنظیم دوره کار داده ورودی و ایجاد داده ورودی-RZ توسط یک مدار ساده محقق می‌شود که منجر به ایجاد یک رابطه خطی بین نرخ ارسال داده و توان مصرفی می‌شود. این بدان معنی است که هر سطح دلخواه از توان خروجی می‌تواند با توجه به میزان بودجه انرژی با مصرف توان متفاوتی انتقال یابد. از داده-RZ برای تنظیم سطح توان خروجی نیز استفاده می‌شود. تقویت‌کننده توان در فرکانس ۹۲۲ MHz، ولتاژ تغذیه ۱/۸ V و با نرخ ارسال داده ۰/۳ Mb/s تا ۳ Mb/s کار می‌کند و سطح توان خروجی ۲۳ dBm تا ۰ dBm را ارسال می‌کند. در طول بازه تنظیم نرخ ارسال داده و در سطح توان خروجی ۰ dBm، توان مصرفی تقویت‌کننده توان در بازه ۰/۹۹ mW تا ۰/۹۹ mW تغییر می‌کند. همچنین، تقویت‌کننده توان در طول بازه تنظیم سطح توان خروجی و با نرخ ارسال داده ۳ Mb/s، مصرف توانی در بازه ۰/۰۷ mW تا ۰/۹۹ mW دارد.

تقویت‌کننده توان،

تنظیم‌پذیر،

مدولاسیون RZ-OOK،

نرخ ارسال داده،

توان مصرفی پایین.



Sahand University
of Technology

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol.6, No.2

Autumn and Winter 2019

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Design of an Efficient Circuit for Data Rate Configuration in Power Amplifier Dedicated to Wireless Medical Applications

Tayebeh Azadmousavi¹, Esmaeil Najafi Aghdam², and Javad Frounchi³

¹Microelectronic Research Lab., Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran, ta_azadmousavi@sut.ac.ir

²**Corresponding Author**, Microelectronic Research Lab., Faculty of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran, Najafiaghdam@sut.ac.ir

³Microelectronic & Microsensor Lab., Faculty of Electrical Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, jfrounchi@tabrizu.ac.ir

ABSTRACT

Keywords

Power Amplifier (PA),
Configurable,
RZ-OOK Modulation,
Data Rate,
Low Power Consumption.

This paper presents a new circuit to configure power amplifier (PA) for return-to-zero on-off-keying (RZ-OOK) transmitters. The proposed PA works as a multimode structure with configurable data rate and output power. The programmable data rate function is achieved by duty cycle adjustment of input data and producing input RZ-data by a simple circuit, which leads to a linear scale of data rate with power consumption. This implies that any desired level of output power can be transmitted with different power consumption according to the power budget. The RZ-data is also utilized to perform the output power reconfiguration. The PA works at the frequency of 922 MHz under 1.8 V supply voltage and represents data rate of 0.3 Mb/s to 3 Mb/s and it can deliver output power level from -23 dBm to 0 dBm. During data rate adjustment, power consumption varies from 0.099 mW to 0.99 mW when the output power is 0 dBm. Also, PA consumes 0.07 mW to 0.99 mW at the output power tuning range with a data rate of 3 Mb/s.

۱- مقدمه

در طی دهه‌های گذشته، نیازمندی روزافزون به پیاده‌سازی افزاره‌های ارتباطی قابل حمل، دستگاه‌های پزشکی، شبکه‌های حسگری بی‌سیم و سایر کاربردهای فرکانس رادیویی منجر به طراحی مدارهایی با مصرف توان پایین شده است [۱-۶]. یکی از مهم‌ترین بخش‌های چنین سیستم‌هایی، فرستنده-گیرنده‌های فرکانس رادیویی است که معمولاً توان غالب سیستم در این بخش به مصرف می‌رسد. در اکثر فرستنده-گیرنده‌های فرکانس رادیویی برای تأمین تغذیه مدار از باتری استفاده می‌شود. باتری پس از گذشت مدت زمانی باید شارژ یا تعویض شود. انجام کار فوق مشکل و هزینه‌بر است و در افزاره‌های پزشکی کاشت شده در بدن نیز می‌تواند برای بیمار خطرناک باشد. بنابراین، طول عمر باتری از جمله مسائلی است که بایستی مدنظر قرار بگیرد. یکی از روش‌های مؤثر به منظور افزایش طول عمر باتری، کاهش توان تلفاتی است. یکی از چالش‌برانگیزترین بلوک‌ها در طراحی فرستنده‌ها، تقویت کننده‌های توان هستند که معمولاً برای عملکرد مناسب به توان مصرفی زیادی احتیاج دارند [۷-۹]. یکی از راه‌کارهای مؤثر به منظور کاهش توان تلفاتی، کنترل توان مصرفی بر اساس سطح توان خروجی موردنیاز و یا فاصله‌ارسالی است. روش‌های مختلفی برای تنظیم سطح توان خروجی همچون تغییرات بار دیده‌شده از طبقه خروجی [۱۰] و یا ترکیب طبقات مختلف به وسیله کلیدهای قابل تنظیم وجود دارد [۱۱] و [۱۲]. علاوه بر موارد ذکر شده، ساختارهای متعددی از تقویت کننده‌های توان از مدولاسیون OOK^۱ برای ارسال سیگنال خروجی استفاده می‌کنند که منجر به کاهش مصرف توان و افزایش بازده می‌شود [۱۳-۱۶].

علاوه بر مسأله تنظیم سطح توان خروجی، طراحی سیستم‌های بی‌سیم با نرخ ارسال داده متغیر از جمله دیگر موضوعات چالش‌برانگیز در افزاره‌های ارتباطی بی‌سیم پزشکی است [۱۷] و [۱۸]. در سیستم‌های بی‌سیم پزشکی، گره‌های حسگری سیگنال‌های حیاتی انسان و پارامترهای مختلف سلامتی همچون ECG^۲، EEG^۳، EMG^۴، دما، فشارخون و سایر علائم بیماری را به منظور ذخیره‌سازی، نمایش یا پردازش بیشتر به ایستگاه پایه ارسال می‌کنند. عملکرد گره‌های حسگری این گونه است که از طریق تعدادی کانال ثبت آنالوگ، اطلاعات حیاتی بدن استخراج می‌شود. پس از تشخیص سیگنال‌های زیست پزشکی، سیگنال‌های فوق با یک دقت قابل قبول و نرخ نمونه‌برداری^۵ مشخص توسط مبدل آنالوگ به دیجیتال واحد پردازش اطلاعات، به ارقام قابل ذخیره تبدیل می‌شوند. در نهایت اطلاعات استخراج شده توسط یک فرستنده با نرخ داده قابل قبول پردازش و به یک گیرنده خارجی ارسال می‌شود. در عمل بسته به کاربردهای متفاوت، افزاره‌های پزشکی به نرخ ارسال داده‌های مختلفی برای ارتباط با دنیای بیرون نیاز دارند. در برخی کاربردها مانند حس گرهای چند کاناله EEG^۶ و یا کپسول‌های آندوسکوپی به نرخ داده‌های بزرگی در حد Mb/s نیاز ۱/۵ است [۱۷]. از طرفی دیگر، انتقال داده فشارخون و یا ECG^۷ در نرخ داده کمتری صورت می‌گیرد [۱۹]. از طرفی، در چنین کاربردهای چند کاناله ثبت اطلاعات سیگنال‌های حیاتی، با تغییر تعداد کانال‌ها، فرکانس نمونه‌برداری و یا تعداد بیت‌های

^۱ On-Off Keying^۲ Electrocardiography^۳ Electroencephalography^۴ Electromyography^۵ Data Rate^۶ Electroencephalography^۷ Electrocardiography

مبدل آنالوگ به دیجیتال بر اساس نیاز سیستم ارتباطی، نرخ داده لازم برای ارسال داده تغییر پیدا می‌کند؛ بنابراین، طراحی سیستمی با نرخ ارسال داده تنظیم‌پذیر از جمله نیازهای سیستم‌های پزشکی بی‌سیم است. در برخی تحقیقات که برای انتقال داده از مدولاسیون^۱ FSK استفاده می‌کنند، برای تغییر نرخ ارسال داده میزان انحراف فرکانسی^۲ را تغییر می‌دهند [۲۰]. بنابراین پهنای باند مصرفی متناسب با نرخ ارسال داده تغییر می‌کند. در حالی که، در کاربردهای با توان مصرفی پایین، صرفه‌جویی در مصرف توان در مقایسه با اشغال نمودن بخشی از کل پهنای باند از اهمیت بیشتری برخوردار است.

در این مقاله، یک مدار ساده برای پیاده‌سازی مدولاسیون OOK به منظور تنظیم‌پذیری نرخ ارسال داده با توان مصرفی ارائه شده تا تقویت‌کننده توان قابلیت استفاده در کاربردهای مختلف همراه با صرفه‌جویی توان مصرفی را داشته باشد. تقویت‌کننده توان پیشنهادی برای عملکرد در فرکانس کاری ۹۲۲ MHz طراحی شده است و از بخشی از پهنای باند ISM^۳ ۹۲۸-۹۰۲ MHz استفاده می‌کند. این مقاله در چهار بخش سازمان‌دهی شده است. در بخش دوم، جزئیات ساختار پیشنهادی بررسی شده است. در بخش بعدی، نتایج شبیه‌سازی پساجانمایی^۴ در فناوری CMOS ۰/۱۸ μm ارائه شده است. در بخش چهارم نیز نتیجه‌گیری از معماری پیشنهادی ارائه خواهد شد.

۲- معماری پیشنهادی

۲-۱- تئوری عملکرد

در این مقاله ایده اصلی به منظور دستیابی به ساختاری با توان مصرفی کم و قابلیت تنظیم‌پذیری، کاهش زمان فعال بودن تقویت‌کننده توان با استفاده از پیاده‌سازی مدولاسیون RZ^۵-OOK است. طرح نمادینی از مفهوم کلی تقویت‌کننده توان پیشنهادی به همراه شکل موج زمانی در شکل ۱ نشان داده شده است. داده باند پایه ورودی (Data_{NRZ}) که یک سیگنال NRZ^۶ است، به منظور تولید سیگنال داده-RZ (Data_{RZ}) به سیگنال پالس ساعت-RZ (Clock_{RZ}) ضرب شده است. سپس سیگنال Data_{RZ} نیز به منظور مدولاسیون RZ-OOK سیگنال خروجی و همچنین تنظیم سطح توان خروجی، به تقویت‌کننده توان اعمال شده و طبقات تقویت‌کننده توان به صورت کلیدی روشن یا خاموش می‌کند. لذا اولین مزیت استفاده از سیگنال Data_{RZ}، قابلیت تقویت‌کننده در ارسال سیگنال در بازه‌های زمانی با عرض پالس کوتاه (T_{RZ}) است که منجر به کاهش توان مصرفی می‌شود.

معماری پیشنهادی موجب می‌شود که ولتاژ خروجی تقویت‌کننده توان با نرخ ارسال داده 1/T_{NRZ} b/s به صورت RZ-OOK مدوله شود که در شکل ۱(ب) نشان داده شده است. طبق شکل ۱، تقویت‌کننده توان در هنگام ارسال سیگنال با ارزش منطقی "۱"، در طول بازه زمانی عرض پالس T_{RZ}، توان مصرف می‌کند و در خارج از عرض پالس T_{RZ} فقط مقدار کمی توان مصرفی^۷ نشتی دارد. لذا متوسط مصرف توان هر پالس "۱" به صورت رابطه (۱) است:

^۱Frequency Shift Keying

^۲Frequency deviation

^۳Industrial, Scientific and Medical

^۴Post-layout

^۵Return-to-Zero

^۶Non-Return-to-Zero

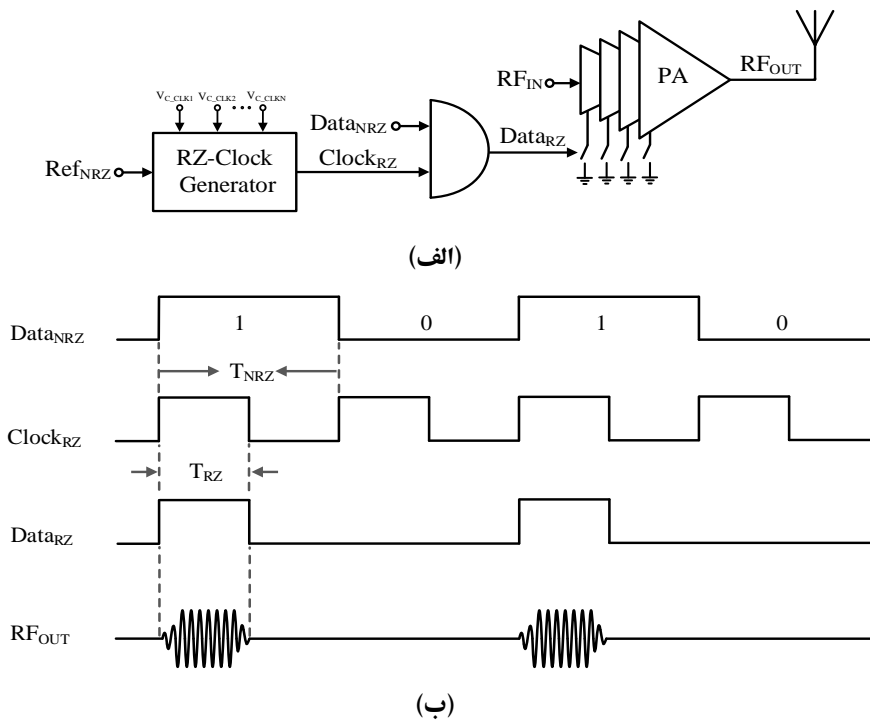
^۷Leakage

$$P_{av,TRZ} = \frac{T_{RZ}}{T_{NRZ}} P_{PA} \quad (1)$$

در رابطه (۱)، P_{PA} توان مصرفی تقویت کننده توان است. همچنین بر اساس شکل ۱، توان مصرفی تقویت کننده توان در حالت ارسال سیگنال داده باند پایه ورودی با احتمال "۰" و "۱" یکسان و نرخ ارسال داده $1/T_{NRZ}$ b/s نیز طبق رابطه (۲) محاسبه می‌شود:

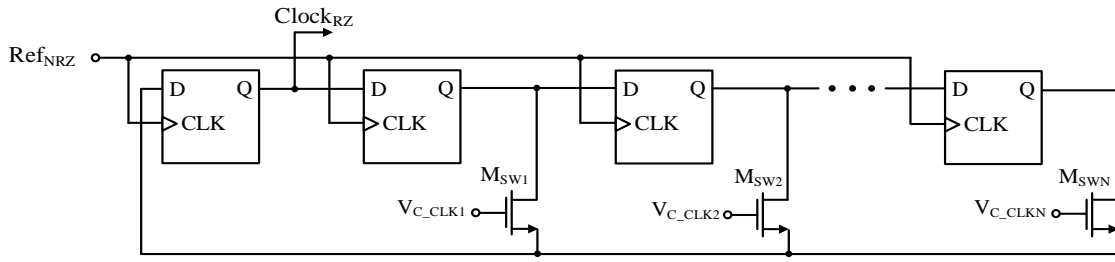
$$P_{av,ModulatedPA} = T_{RZ} \frac{DataRate}{2} P_{PA} \quad (2)$$

رابطه (۲) بیان می‌کند که برای ایجاد یک رابطه خطی بین نرخ ارسال داده با توان مصرفی، بایستی T_{RZ} برای تمامی نرخ ارسال داده‌ها ثابت باشد. به عبارتی در نرخ ارسال داده‌های مختلف دوره کار^۱ خروجی تقویت کننده تغییر کند. لذا برای پیاده‌سازی ساختاری با قابلیت رابطه خطی بین نرخ ارسال داده و توان مصرفی، یک مدار ساده تولیدکننده $Clock_{RZ}$ برای ایجاد سیگنال پالس ساعت با دوره کار تنظیم شده پیشنهاد شده که در شکل ۲(الف) نشان داده شده است. در واقع، همان‌طور که از شکل ۱ ملاحظه می‌شود، تنظیم دوره کار داده ورودی با ضرب سیگنال ورودی در سیگنال پالس ساعت با دوره کار تنظیم شده محقق می‌شود. ساختار مدار تولیدکننده $Clock_{RZ}$ از N تعداد کلید و $N+1$ فلیپ فلاپ D -تشکیل شده که فرکانس سیگنال مرجع (Ref_{NRZ}) را بر M تقسیم می‌کند و $2 \leq M \leq N+1$ است. شکل ۲(ب) پیاده‌سازی در سطح ترانزیستوری فلیپ فلاپ D -را نشان می‌دهد. برای تنظیم نرخ ارسال داده در Ref_{NRZ}/M b/s، باید کلید M (M_{SWM}) روشن باشد و بقیه کلیدها خاموش بمانند.

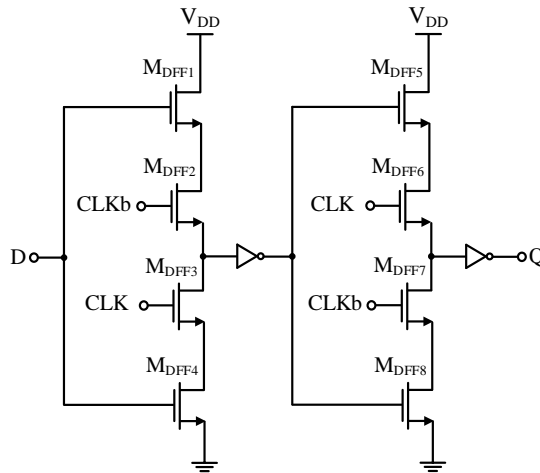


شکل ۱. (الف) شماتیک مفهومی تقویت کننده پیشنهادی (ب) نمودار زمانی تبدیل داده NRZ به RZ.

^۱Duty cycle



(الف)



(ب)

شکل ۲. (الف) شماتیک مدار پیشنهاد شده برای تولید $Clock_{RZ}$ (ب) مدار فلیپ فلاپ-D.

لازم به ذکر است که برای مدولاسیون سیگنال $Data_{NRZ}$ با نرخ Ref_{NRZ}/M b/s، بایستی فرکانس سیگنال پالس ساعت به اندازه Ref_{NRZ}/M Hz و فرکانس سیگنال $Data_{NRZ}$ نیز نصف فرکانس فوق باشد. توپولوژی مدار تولیدکننده $Clock_{RZ}$ موجب می‌شود که سیگنال‌های $Clock_{RZ}$ تولیدشده عرض پالس یکسان $1/Ref_{NRZ}$ (T_{RZ}) با دوره‌های کار مختلف داشته باشند. در نتیجه با تنظیم مدار مولد $Clock_{RZ}$ ، $Data_{RZ}$ می‌تواند با نرخ داده‌های مختلف مدوله شود. مدار مولد پالس ساعت علاوه بر تنظیم‌کننده دوره کار به عنوان مولد سیگنال پالس ساعت مدار نیز عمل می‌کند و بر خلاف [۱۸] به مدارهای جداگانه‌ای برای تنظیم دوره کار و ایجاد پالس ساعت نیاز ندارد.

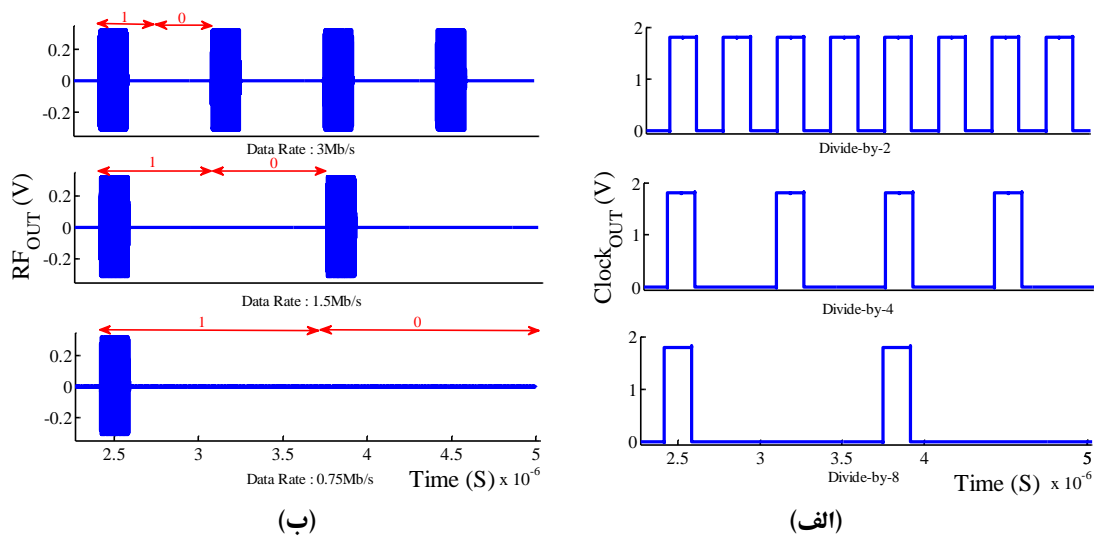
به‌منظور تصریح چگونگی تنظیم‌پذیری نرخ ارسال داده، سیگنال $Data_{NRZ}$ با الگوی "۱۰۱۰" اعمال شده است. سیگنال خروجی مولد $Clock_{RZ}$ با Ref_{NRZ} برابر ۶ MHz برای M‌های مساوی ۲، ۴، ۸ در شکل ۳(الف) نمایش داده شده است و سیگنال‌های متناظر خروجی تقویت‌کننده توان نیز در شکل ۳(ب) نشان داده شده است. شکل فوق بیانگر این است که سیگنال‌های $Clock_{RZ}$ منجر می‌شود که تقویت‌کننده توان با نرخ ارسال داده ۳ Mb/s، ۱/۵ Mb/s، ۰/۷۵ Mb/s عمل کند، بطوریکه در طول تنظیم نرخ ارسال داده سیگنال خروجی، تقویت‌کننده توان دوره کار مختلف با عرض پالس مشابه داشته باشد؛ بنابراین، با افزایش نرخ ارسال داده، تعداد زمان‌های فعال بودن تقویت‌کننده توان به‌صورت خطی متناسب با نرخ ارسال داده افزایش می‌یابد. نکته قابل توجهی که از شکل ۳ مشاهده می‌شود و قبلاً نیز ذکر شده، این است که مدت‌زمان ثابت T_{RZ} برای ایجاد یک رابطه خطی بین نرخ ارسال داده

و توان مصرفی ضروری است که درستی رابطه (۲) را تصدیق می‌کند. دستاورد مهم رابطه خطی نرخ ارسال داده و توان مصرفی، بیانگر این نتیجه‌گیری است که هر سطح توان خروجی موردنظری می‌تواند با نرخ داده‌های مختلف داده و در نتیجه با مصرف توان مختلف طبق بودجه توانی موردنیاز ارسال شود که اصلی‌ترین مزیت استفاده از سیگنال داده DataRZ است. در واقع، تقویت کننده توان به صورت یک ساختار مقرون به صرفه تری عمل می‌کند. پیاده‌سازی تقویت کننده توان پیشنهادی در سطح ترانزیستوری در ادامه ارائه شده است.

۲-۲- جزئیات تقویت کننده پیشنهادی

ساختار پیشنهادی به همراه جزئیات طبقات توان در شکل ۴ نشان داده شده است. تقویت کننده توان ارائه شده به منظور کاهش اثر میلری و جداسازی سیگنال خروجی برای پایداری، بر اساس ساختار دوش سوار^۱ پیاده‌سازی شده است. همان‌طور که در شکل مذکور نشان داده شده، برای فعال‌سازی مدولاسیون RZ-OOK، سیگنال‌های کنترلی V_{RZ_PA1} تا V_{RZ_PA} به ورودی ترانزیستورهای دوش سوار اعمال شده‌اند.

برای تنظیم سطح توان خروجی تقویت کننده توان، ابعاد ترانزیستورهای خروجی توسط فعال‌سازی یا غیرفعال‌سازی فینگرهای ترانزیستورهای خروجی از طریق ترانزیستورهای دوش سوار به وسیله سیگنال کنترلی ۴ بیتی V_{CPA1} تا V_{CPA4} تنظیم می‌شوند. عرض ترانزیستورهای $M_{PA1}-M_{CAS1}$ ، $M_{PA2}-M_{CAS2}$ ، $M_{PA3}-M_{CAS3}$ و $M_{PA4}-M_{CAS4}$ به ترتیب به صورت $48\ \mu\text{m}$ ، $24\ \mu\text{m}$ ، $12\ \mu\text{m}$ و $6\ \mu\text{m}$ انتخاب شده‌اند. طول کانال همه ترانزیستورها نیز $0.18\ \mu\text{m}$ انتخاب شده است. ترانزیستورهای ذکر شده بر اساس افزاره‌ای به سایز $3\ \mu\text{m}$ و با فینگرهای مختلف به منظور دستیابی به تطبیق بهتر پیاده‌سازی شده‌اند. طبق سیگنال کنترلی ۴ بیتی V_{CP} ، عرض مؤثر ترانزیستورها از $6\ \mu\text{m}$ (حالت ۱: ۰۰۰۱) تا $90\ \mu\text{m}$ (حالت ۱۵: ۱۱۱۱) تغییر می‌کند که منجر به تغییر سطح توان خروجی از کم‌ترین مقدار در حالت ۱ به بیش‌ترین مقدار در حالت ۱۵ می‌شود. در این طراحی در سطح مشخصی از توان خروجی، فاصله ارتباطی با نرخ ارسال داده تغییر پیدا نمی‌کند.



شکل ۳. سیگنال خروجی (الف) مولد ClockRZ (ب) تقویت کننده پیشنهادی.

^۱Cascode

^۲Finger

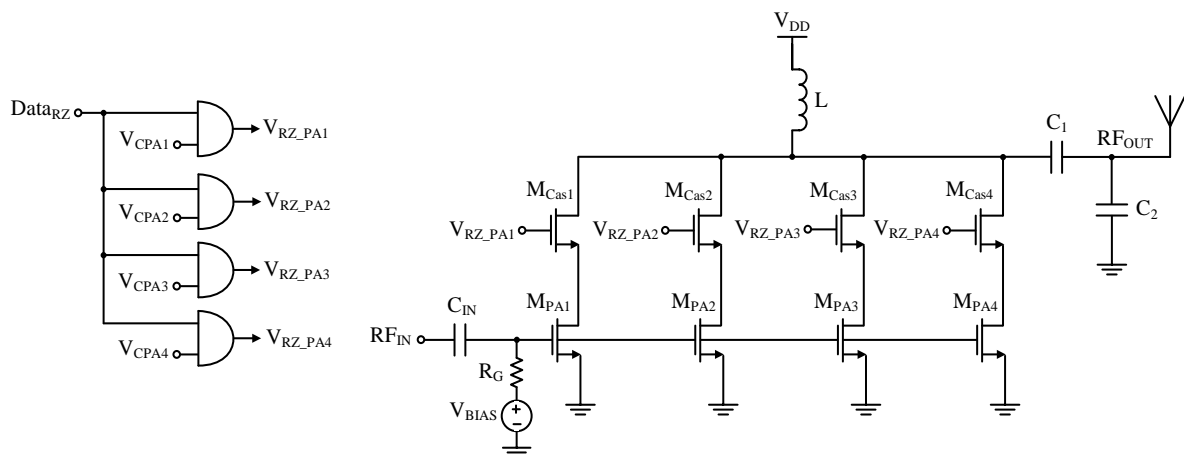
برای کاربردهایی که به فاصله ارتباطی بزرگ‌تری (و یا سطح توان خروجی بزرگ‌تری) نیاز دارند، تقویت کننده توان طوری برنامه‌ریزی می‌شوند که تمامی سیگنال‌های کنترلی V_{CPA} مقدار منطقی "۱" را داشته باشند. همچنین، برای فاصله ارتباطی کوچک‌تر (و یا سطح توان خروجی کم‌تر)، تقویت کننده توان طوری برنامه‌ریزی می‌شود که برخی از سیگنال‌های کنترلی V_{CPA} مقدار منطقی "۱" را داشته باشند. در واقع، تنظیم‌پذیری مجدد فوق باعث می‌شود در صورتی که نیازی به ارسال سیگنال خروجی با حداکثر توان نباشد، در مصرف انرژی صرفه‌جویی مناسبی صورت گیرد.

تکنیک پیکربندی ارائه شده توانایی اعمال به هر نوع کلاس کاری از تقویت کننده توان به منظور استفاده در کاربردهای کم توان را دارد. تقویت کننده پیشنهادی در این مقاله برای کاربردهای کم توان پزشکی طراحی شده است، لذا از ساختارهای حالت کلیدی مانند کلاس E یا F که حداقل یک سلف خارج از تراشه نیاز دارند استفاده نشده است. از طرفی دیگر، در معماری پیشنهادی، به دلیل استفاده از مدولاسیون دامنه ثابت نیازی به طراحی بر اساس خطینگی نیست؛ بنابراین تغذیه ورودی تقویت کننده توان طوری تنظیم شده است که در کلاس نوع AB عمل کند که بازده خوبی نیز دارد.

باند فرکانسی بهینه برای افزاره‌های پزشکی قابل کاشت و پوشیدنی بی‌سیم، تقریباً ۹۰۰ مگاهرتز است [۲۱]. بنابراین، برای تقویت کننده توان که برای کاربردهای پزشکی طراحی شده، باند فرکانسی ۹۱۶-۹۲۸ MHz (بخشی از باند ISM ۹۰۲-۹۲۸ MHz) با فرکانس مرکزی ۹۲۲ MHz انتخاب شده است تا از باند فرکانسی GSM (۹۱۵-۸۹۰ MHz) نیز فاصله کافی داشته باشد؛ بنابراین پهنای باند در دسترس ۱۲ MHz است. از طرفی دیگر، پهنای باند مورد نیاز برای عملکرد درست $2/T_{RZ}$ است؛ بنابراین، T_{RZ} به اندازه ۱۶۶/۶۷ ns است. همان‌طور که قبلاً ذکر شد، T_{RZ} برابر $1/Ref_{NRZ}$ است، بنابراین Ref_{NRZ} باید به اندازه ۶ MHz باشد. از شکل ۱(ب) می‌توان این‌گونه نتیجه‌گیری کرد که T_{NRZ} چندین برابر T_{RZ} است ($T_{NRZ} = k \times T_{RZ}$) که منجر می‌شود که پهنای باند مطلوب به صورت رابطه (۳) باشد:

$$BW = \frac{2}{T_{RZ}} = \frac{2 \times k}{T_{NRZ}} = 2 \times k \times \text{Data Rate} \quad (3)$$

رابطه فوق نشان می‌دهد که بیشترین حد از نرخ ارسال داده توسط پهنای باند در دسترس محدود شده است که در روند طراحی بایستی مدنظر قرار گیرد.



شکل ۴. شماتیک تقویت کننده توان RZ-OOK پیشنهادی.

طبق رابطه (۳) با جایگذاری پهنای باند به صورت ۱۲ MHz و انتخاب $k=2$ بیشترین نرخ ارسال داده به اندازه ۳ Mb/s به دست می‌آید (شکل ۳(الف) را مشاهده کنید). لازم به ذکر است که تقویت کننده پیشنهادی سرعت کافی برای پیروی سیگنال مدولاسیون OOK ۳ Mb/s را دارد، بنابراین تنها عامل محدود کننده برای محدوده بالایی از نرخ داده‌ها، پهنای باند در دسترس است. همان‌طور که در بخش قبلی ذکر شد، مدار مولد $Clock_{NRZ}$ عمل تقسیم سیگنال مرجع Ref_{NRZ} را بر M انجام می‌دهد، که $2 \leq M \leq N+1$ است، بنابراین نرخ ارسال داده می‌تواند در بازه $6/(N+1)$ Mb/s تا ۳ Mb/s برنامه‌پذیر باشد. در این طراحی، مقدار N به اندازه ۱۹ انتخاب شده است. بنابراین، نرخ ارسال داده در بازه ۰/۳ Mb/s تا ۳ Mb/s تنظیم پذیر است (۱۹ حالت تنظیم نرخ ارسال داده)، که این بازه از نرخ ارسال داده کاربردهای مختلفی را می‌تواند پوشش دهد. برای اینکه بازه نرخ ارسال داده مطابق نیاز هر کاربردی تنظیم شود، بایستی تعداد فلیپ‌فلاپ‌ها و کلیدهای مدار مولد $Clock_{NRZ}$ تغییر کند. همچنین، فرکانس سیگنال مرجع بر طبق پهنای باند در دسترس و بیش‌ترین حد نرخ ارسال داده از هر کاربردی می‌تواند تغییر پیدا کند. در حقیقت، تکنیک میکروبندهای پیشنهادی قابلیت طراحی مطابق مشخصات کاربرد مورد نظر را دارد.

مسئله مهم دیگری که بایستی در طراحی تقویت کننده توان مدنظر قرار گیرد، مساحت اشغالی است. در طراحی بر اساس باند فرکانس مورد نظر به منظور صرفه‌جویی در مساحت مصرفی تراشه، بایستی تعداد کمتری سلف بکار گرفته شود؛ بنابراین، باید در انتخاب و طراحی مدار دقت کافی را مبذول داشت. مدار تطبیق tapped-capacitor مساحت کمتری نیز نسبت به شبکه‌های تطبیق دیگر مانند L-match یا pi-match اشغال می‌کند و تلفات تطبیق کمتری نیز دارد [۱۰]. بنابراین، مدار تطبیق tapped-capacitor برای این طراحی انتخاب شده است (شکل ۴). در تقویت کننده پیشنهادی برای تطبیق با آنتن ۵۰ اهمی از یک سلف ۱۲/۷ nH و خازن ۳/۲ pF برای C_1 و خازن ۵/۸ pF برای C_2 استفاده شده است. مقادیر خازن‌ها و سلف مدار تطبیق با استفاده از روابط بیان شده در مرجع [۱۰] بدست آمده‌اند.

۳- نتایج شبیه‌سازی پساچانه‌ی^۱ تقویت کننده توان

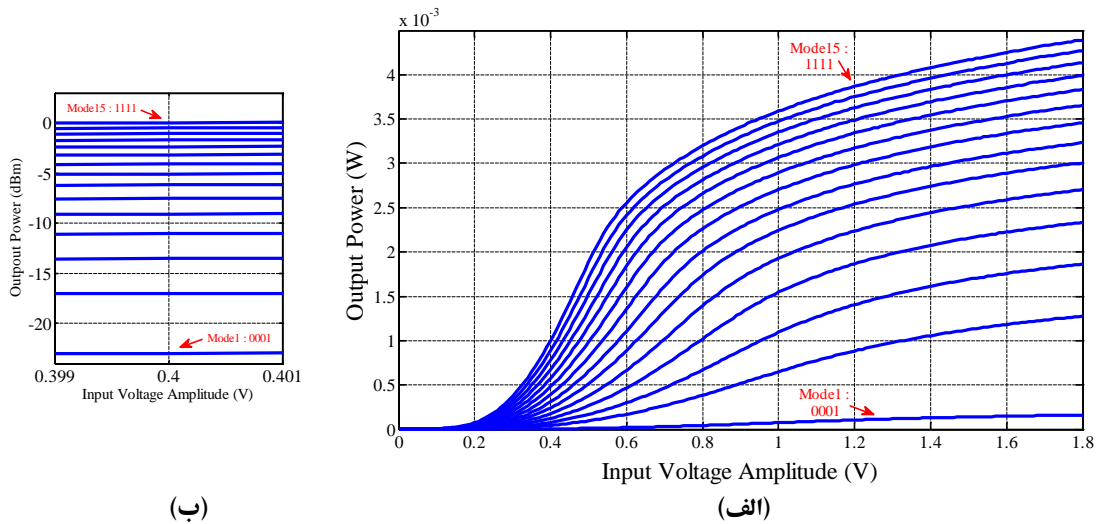
تقویت کننده توان پیشنهادی با ولتاژ کاری ۱/۸ V طراحی شده و برای فرکانس عملکرد ۹۲۲ MHz بهینه‌سازی شده است. بازده تقویت کننده در سطح توان خروجی ۰ dBm و در حالت ارسال پیوسته سیگنال با سطح منطقی "۱" (بدون مدولاسیون) به اندازه ۲۶/۸ درصد است و بازده متوسط در حالت ارسال سیگنال با سطح منطقی "۱" و "۰" و نرخ ارسال داده ۳ Mb/s به اندازه ۱/۰۱٪ است. در شکل ۵ توان خروجی برحسب دامنه ولتاژ ورودی (دامنه سیگنال ورودی RF_{IN}) برای تمامی حالات سطوح توان خروجی نشان داده شده است. شکل فوق بیانگر این است که در هر سطح دامنه‌ای از ولتاژ ورودی با تغییر سیگنال کنترلی ۴ بیتی V_{CPA} ، سطوح توان خروجی مختلفی به دست می‌آید. در این طراحی، دامنه ولتاژ ورودی به اندازه ۰/۴ V انتخاب شده است. به منظور بررسی دقیق‌تر اطلاعات شکل ۵(الف)، نتایج فوق در واحد dBm برای بازه دامنه ولتاژ ورودی در بازه ۰/۳۹۹ V تا ۰/۴۰۱۷ V به دست آمده و در شکل ۵(ب) نشان داده شده است. شکل فوق نشان می‌دهد که تقویت کننده توان در حالت ۱ (۰۰۰۱) تا حالت ۱۵ (۱۱۱۱) به ترتیب سطوح توان خروجی در بازه ۲۳ dBm - تا ۰ dBm را به آنتن ۵۰ اهمی ارسال می‌کند.

^۱Post-Layout

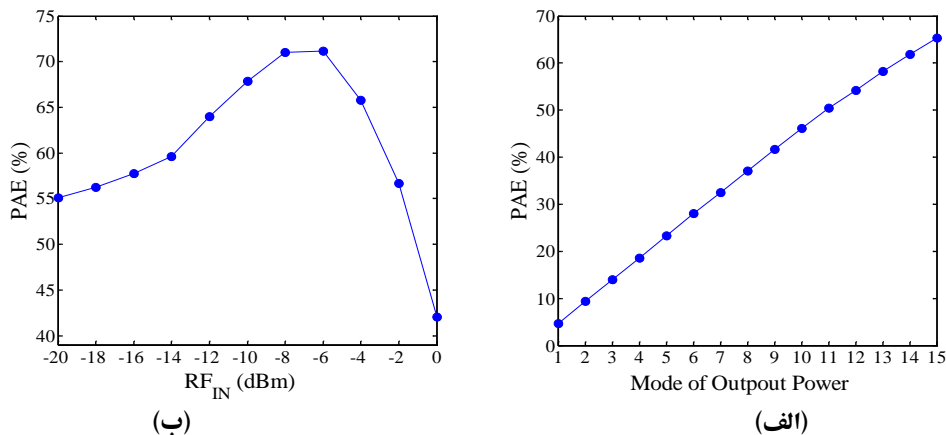
بازده توان افزوده^۱ برای یک برای تقویت کننده توان طبق رابطه (۴) محاسبه می‌شود:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{cons.}} \quad (۴)$$

در رابطه فوق P_{out} توان خروجی، P_{in} توان ورودی و $P_{cons.}$ توان مصرفی تقویت کننده توان است. شکل ۶ بازده توان افزوده برای تقویت کننده توان در حالت فعال را نشان می‌دهد. در شکل ۶ (الف) بازده توان افزوده در سطح توان ورودی تقریباً $-۳/۸۷$ dBm (دامنه ولتاژ ورودی به اندازه $۰/۴$ V) برای تمامی حالات مختلف سطح توان خروجی بدست آمده است. نتایج نشان می‌دهند که حداکثر مقدار بازده توان افزوده در حالت ۱۵ و به اندازه $۶۵/۳۶\%$ است. در شکل ۶ (ب) نیز بازده توان افزوده برای سطوح مختلفی از توان ورودی در حالت ۱۵ بدست آمده است. نتایج شکل فوق بیان می‌کنند که با افزایش سطح توان ورودی، بازده توان افزوده افزایش می‌یابد و در سطح توان ورودی تقریباً -۶ dBm به حداکثر مقدار $۷۱/۲\%$ می‌رسد.



شکل ۵. توان خروجی برحسب دامنه ولتاژ ورودی برای تمامی حالات توان خروجی (الف) ۰ تا $۱/۸$ V (ب) $۰/۳۹۹$ تا $۰/۴۰۱$ V.

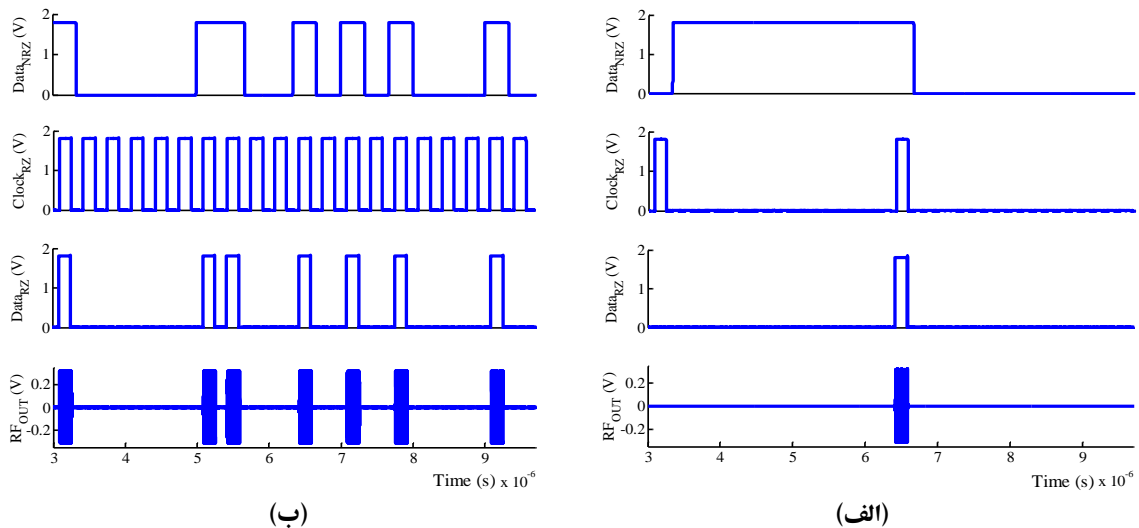


شکل ۶. بازده توان افزوده؛ (الف) برای حالت ۱ تا ۱۵ سطح توان خروجی در سطح توان ورودی $-۳/۸۷$ dBm، (ب) برای حالت ۱۵ سطح توان خروجی در بازه‌ای از سطح توان ورودی.

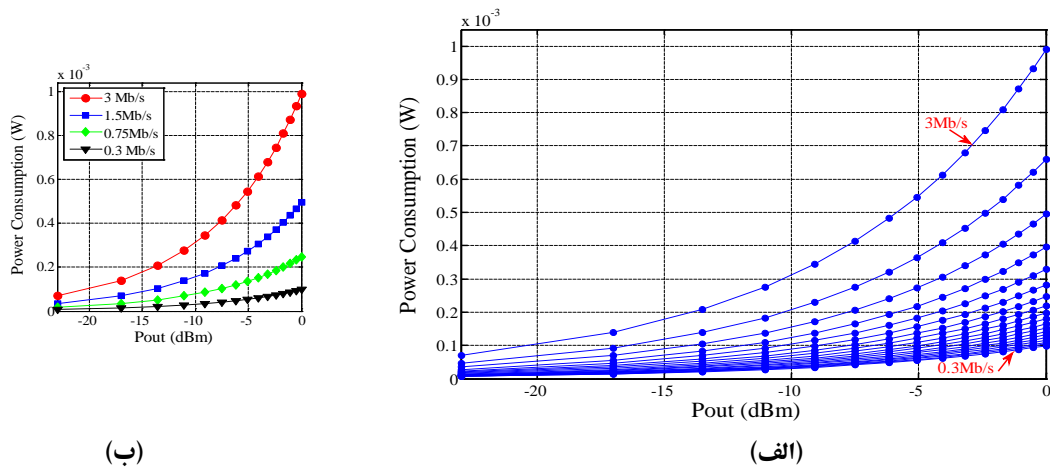
^۱Power added efficiency (PAE)

نتایج شبیه‌سازی تبدیل داده DataNRZ به DataRZ در سطح توان خروجی ۰ dBm برای بیشترین حد نرخ ارسال داده (۳ Mb/s) و کمترین میزان نرخ ارسال داده (۰/۳ Mb/s) نیز در شکل ۷ نشان داده شده است. سیگنال DataNRZ توسط مدار مولد دنباله بیت‌های تصادفی^۱ ایجاد شده و ولتاژ خروجی تقویت کننده را طوری مدوله می‌کند که زمان فعال بودن تقویت کننده کاهش یافته است. اثربخشی روش مدولاسیون RZ-OOK پیشنهادی، در نرخ داده کوچک‌تر که پهنای پالس DataNRZ بزرگ‌تر است، بسیار مشهودتر است (شکل ۷(ب)).

در شکل ۸ نیز توان مصرفی برحسب توان خروجی برای تمامی نرخ ارسال داده نشان داده شده است. برای تحلیل بهتر شکل ۸(الف)، نتایج برای برخی از نرخ ارسال داده‌ها در شکل ۸(ب) نمایش داده شده است. از این شکل می‌توان این‌گونه نتیجه‌گیری کرد که هر سطحی از توان خروجی قابلیت ارسال با نرخ داده مختلف و در نتیجه با توان مصرفی متفاوت را دارد. برای مثال، تقویت کننده توان در سطح توان خروجی ۰ dBm و در نرخ ارسال داده‌های ۳ Mb/s، ۱/۵ Mb/s، ۰/۷۵ Mb/s و ۰/۳ Mb/s به ترتیب توان مصرفی ۰/۹۹ mW، ۰/۴۹۵ mW، ۰/۲۴۷۵ mW و ۰/۰۹۹ mW را دارد.



شکل ۷. دیاگرام زمانی تبدیل NRZ به RZ در سطح توان خروجی ۰ dBm برای نرخ ارسال داده (الف) ۳ Mb/s (ب) ۰/۳ Mb/s.



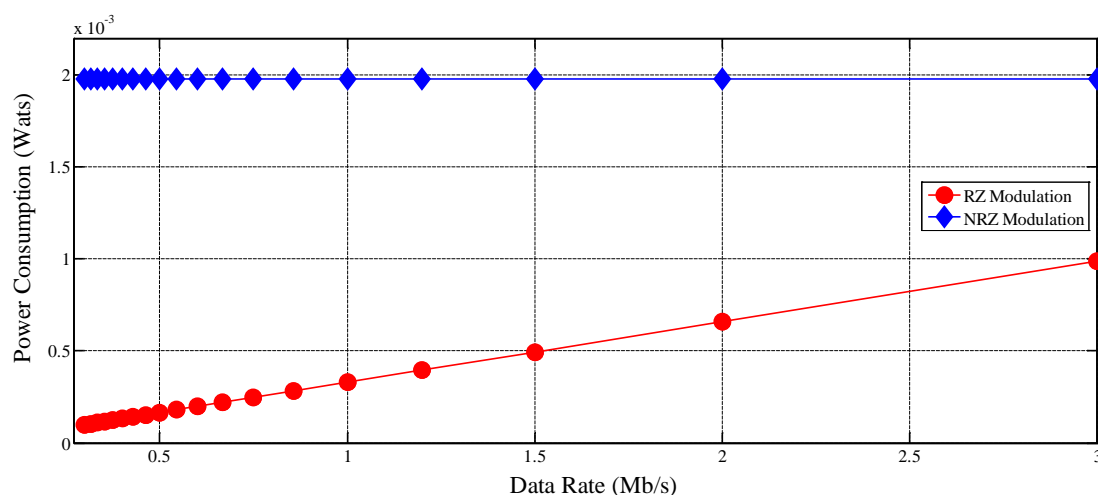
شکل ۸. توان مصرفی برحسب توان خروجی (الف) تمامی حالات نرخ ارسال داده، (ب) ۴ حالت نرخ ارسال داده.

^۱Random bit stream

برای بازبینی مؤثر بودن معماری پیشنهادی، توان مصرفی برحسب نرخ ارسال داده تقویت کننده توان با مدولاسیون NRZ و RZ در سطح توان خروجی ۰ dBm به دست آمده و نتایج تمامی تنظیمات نرخ ارسال داده در شکل ۹ نشان داده شده است. طبق شکل فوق، توان مصرفی به صورت خطی متناسب با نرخ ارسال داده‌های بازه ۰/۳ Mb/s تا ۳ Mb/s در بازه ۰/۹۹ mW تا ۰/۹۹ mW تغییر می‌کند. از شکل فوق می‌توان نتیجه‌گیری کرد که مدولاسیون RZ-OOK صرفه‌جویی مناسبی در توان مصرفی ایجاد می‌کند.

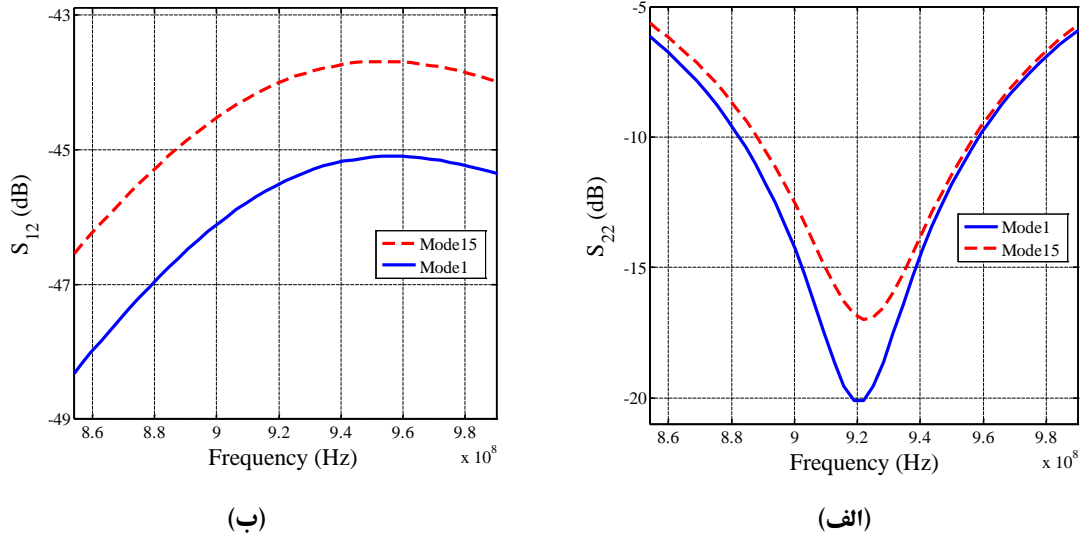
در شکل ۱۰، S_{22} و S_{12} برای کم‌ترین و بیش‌ترین سطح توان خروجی به دست آمده است. شکل ۱۰ (الف) نشان می‌دهد که دقت تطبیق در خروجی در حالت ۱ به اندازه ۲۰/۱ dB- و در حالت ۱۵ به اندازه ۱۷ dB- است. در نتیجه، تقویت کننده توان حوالی فرکانس ۹۲۲ MHz تطبیق خوبی دارد. همچنین، شکل ۱۰ (ب) نشان می‌دهد که ساختار، جداسازی خوبی دارد، بطوریکه S_{12} در حالت ۱ و ۱۵ به ترتیب به اندازه ۴۳/۹۷ dB- و ۴۵/۴۶ dB- است.

برای اینکه به صورت دقیق مدت زمان فعال بودن تقویت کننده توان مشخص شود، ولتاژ خروجی تقویت کننده توان که با سیگنال RZ-OOK ۳ Mb/s مدوله شده به دست آمده و در شکل ۱۱ نشان داده شده است. این شکل بیان می‌کند که مدت زمان فعال بودن تقویت کننده توان به اندازه ۱۷۷ nS است. به دلیل محدود بودن زمان صعود و نزول تقویت کننده، مدت زمان فعال بودن تقویت کننده کمی از پهنای پالس سیگنال خروجی مدار مولد پالس ساعت کمتر است. این امر موجب می‌شود که پهنای باند اشغالی از ۱۲ MHz کمتر باشد؛ اما زمانی که سیگنال ورودی (RF_{IN}) توسط سیگنال مدوله شده خاموش یا روشن می‌شود، محتویات فرکانسی اضافه‌ای به فرکانس حامل افزوده می‌شود که پهنای باند را افزایش می‌دهد؛ بنابراین پهنای باند به صورت تقریبی ۱۲ MHz است که پهنای باند مطلوب مدنظر است. چگالی طیف توان^۱ سیگنال مدوله شده تقویت کننده توان در نرخ ارسال داده ۰/۳ Mb/s و ۳ Mb/s با الگوی "۱۰۱۰" در شکل ۱۲ نمایش داده شده است. این شکل تأیید می‌کند که پهنای باند ارسال که بیش‌ترین انرژی سیگنال اطراف آن متمرکز شده است به اندازه ۱۲ MHz است.

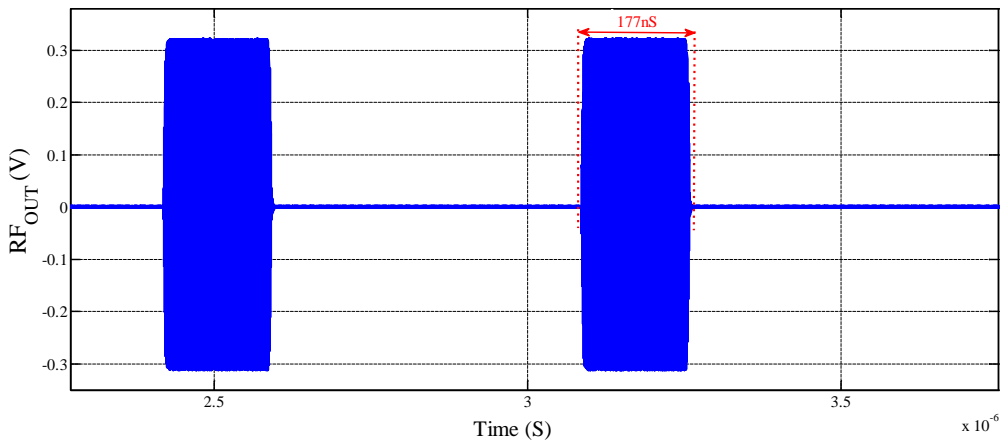


شکل ۹. توان مصرفی برحسب نرخ ارسال داده برای مدولاسیون NRZ و RZ در سطح توان خروجی ۰ dBm.

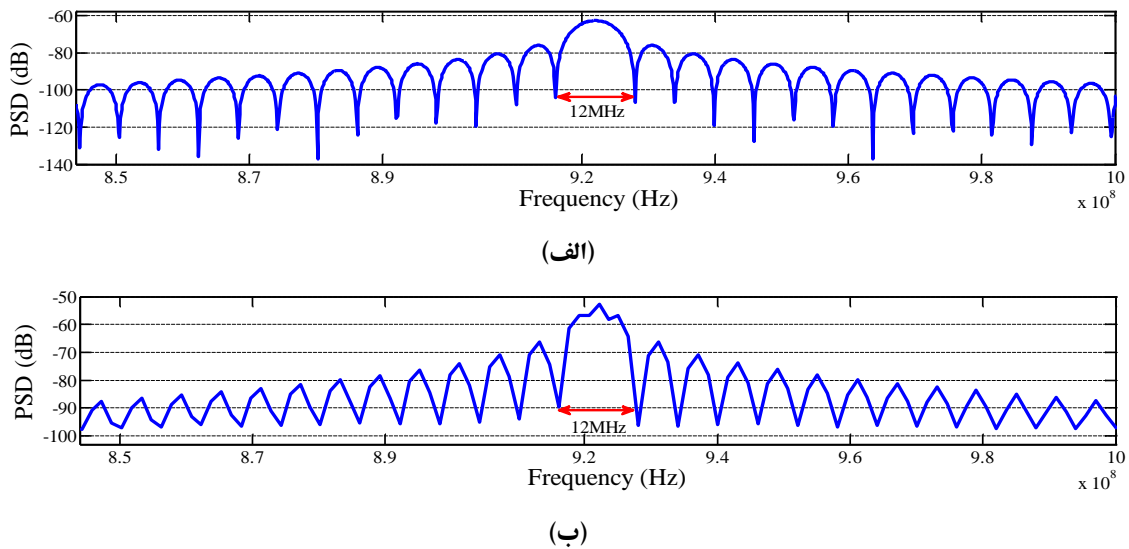
^۱Power spectral density



شکل ۱۰. نتایج شبیه‌سازی برای حالت ۱ و حالت ۱۵ (الف) S_{22} ، (ب) S_{12} .

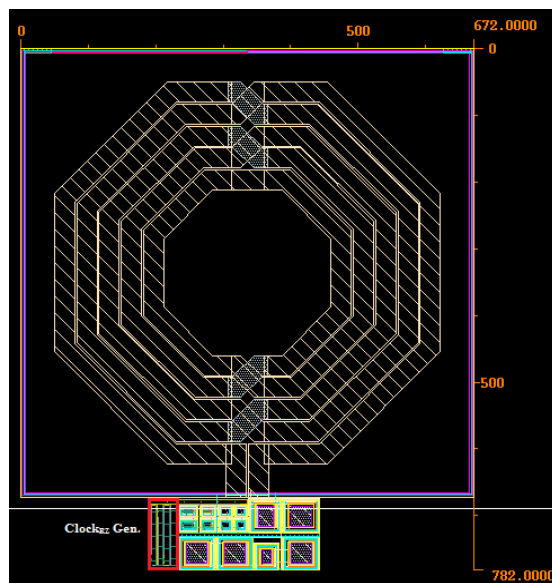


شکل ۱۱. ولتاژ خروجی مدوله شده تقویت کننده توان با سیگنال OOK ۳ Mb/s.



شکل ۱۲. طیف خروجی برای الگوی داده "۱۰۱۰" در نرخ ارسال داده (الف) ۳ Mb/s، (ب) ۰.۳ Mb/s.

چینش تقویت کننده پیشنهادی در شکل ۱۳ نشان داده شده است و مساحت اشغالی به اندازه $0.782 \times 0.672 \text{ mm}^2$ است. مقایسه بین عملکرد تقویت کننده پیشنهادی و چندین کار دیگر در جدول ۱ ارائه شده است. ساختار پیشنهادی از مشخصات مناسبی همچون بازده مناسب، تناسب نرخ ارسال داده با توان مصرفی، بازه بزرگ تنظیم پذیری نرخ ارسال داده و سطح توان خروجی برخوردار است. این نتایج نشان می‌دهد که تقویت کننده پیشنهادی مناسب ترین عملکرد مقرون به صرفه گی و تنظیم پذیری در بین کارهای اخیر گزارش شده را دارد. ویژگی های نامبرده موجب می شود که تقویت کننده توان گزینه مناسبی برای کاربردهای پزشکی که مستلزم ساختار تنظیم پذیر با مصرف توان کم هستند، باشد.



شکل ۱۳. چینش تقویت کننده پیشنهادی.

جدول ۱. مقایسه عملکرد تقویت کننده پیشنهادی.

مراجعه	[۲۲] ^۱	[۲۳] ^۳	[۲۴] ^۱	[۲۵] ^۱	[۲۶] ^۱	کار پیشنهادی ^۲
پروسه CMOS (nm)	۶۵	۱۸۰	۱۳۰	۱۸۰	۱۳۰	۱۸۰
ولتاژ تغذیه (V)	۱	۰/۹	۳/۶	۱/۵	۱/۲	۱/۸
فرکانس (GHz)	۰/۴ تا ۰/۴۵	۲/۳۶	۵	۰/۴۱۳ تا ۰/۴۱۹	۰/۹۲۵	۰/۹۲۲
مدولاسیون	OQPSK	OOK	۱۱ac ۲۵۶-QAM	OOK	FSK/OOK	RZ-OOK
نرخ ارسال داده (Mb/s)	۱۰ تا ۳	۱۰	-	۰/۰۱ تا ۰/۰۰۱	۴۲۰@OOK ۳@FSK	۳ تا ۰/۳
توان خروجی (dBm)	-۱۵	-۱۰/۶۳	۱۵/۶	۴ تا ۴/۵	-۱۸/۶ تا -۲۹/۶۸	۰ تا -۲۳
توان مصرفی ^۵ (mW)	۰/۳۴	۰/۷۰۴	-	۳/۳۸	۰/۱۱	۳/۷۳
بازده ^۵ (%)	۹/۳	۱۲	-	۱۱/۷۸	۱۲/۵	۲۶/۸
بازده توان افزوده ^۵	-	-	۷/۵	-	-	۶۵/۳۶
تناسب توان مصرفی با نرخ ارسال داده	نیست	نیست	نیست	نیست	نیست	است
مدار تطبیق امپدانس	-	-	مجتمع	-	غیر مجتمع	مجتمع

نتایج اندازه گیری^۱ نتایج پسا-جانمایی^۱ نتایج شبیه سازی^۲ حداکثر^۳ در بیش ترین سطح از توان خروجی و زمانی که تقویت کننده همواره روشن است محاسبه شده^۴

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش پیکربندی ساده و کارآمد برای نرخ ارسال داده با پیاده‌سازی مدولاسیون RZ-OOK ارائه شد. ساختار پیشنهادی از خاصیت رابطه خطی نرخ ارسال داده با توان مصرفی برخوردار است که باعث می‌شود تقویت کننده توان در هر سطح موردنیازی از توان خروجی، توان مصرفی قابل تنظیمی داشته باشد. همچنین، تقویت کننده توان پیشنهادی سطوح توان خروجی برنامه‌ریزی شده‌ای را فراهم می‌کند. توان خروجی تقویت کننده توان در بازه -23 dBm تا 0 dBm تغییر می‌کند و توان مصرفی آن نیز در بازه 0.07 mW تا 0.99 mW در نرخ ارسال داده 3 Mb/s تغییر می‌کند. نرخ ارسال داده تقویت کننده توان در بازه 0.3 Mb/s تا 3 Mb/s برنامه‌پذیر است و در این بازه توان مصرفی تقویت کننده نیز در سطح توان خروجی 0 dBm در بازه 0.099 mW تا 0.99 mW تغییر می‌کند. بازده تقویت کننده پیشنهادی در سطح توان خروجی 0 dBm و در حالت ارسال سیگنال "۱" به صورت پیوسته (بدون مدولاسیون) به اندازه $26/8\%$ است و در حالت ارسال سیگنال داده ورودی با الگوی "۱۰۱۰" و نرخ ارسال داده 3 Mb/s به اندازه 10.1% است. بازده توان افزوده تقویت کننده توان در حالت 15 به اندازه $65/36\%$ است. تقویت کننده توان جداسازی مناسبی نیز دارد، بطوریکه S_{12} در حالت 1 و 15 به ترتیب به اندازه $-43/9$ dB و $-45/46$ dB است.

مراجع

- [1] R. R. Harrison et al., "Wireless neural recording with single low-power integrated circuit," IEEE Trans. neural Syst. Rehabil. Eng., vol. 17, no. 4, 2009, pp. 322–329.
- [2] Azadmousavi, Tayebbeh, and Esmail Najafi Aghdam. "A low power current-reuse LC-VCO with an adaptive body-biasing technique." AEU-International Journal of Electronics and Communications 89 (2018): 56–61.
- [3] M. Sharifzadeh, A. H. Masnadi-Shirazi, Y. Rajavi, H. M. Lavasani, and M. Taghivand, "A fully integrated multi-mode high-efficiency transmitter for IoT applications in 40nm CMOS," in Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2018 IEEE, 2018, pp. 1–4.
- [4] J. L. Bohorquez, A. P. Chandrakasan, and J. L. Dawson, "A 350 μ W CMOS MSK Transmitter and 400 μ W OOK Super-Regenerative Receiver for Medical Implant Communications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 44, no. 4, 2009, pp. 1248–1259.
- [5] I. Abdo, M. Odeh, and F. R. Shahrouy, "A low-power and high-data rate passive RFID transceiver using 28-nm CMOS technology," Microelectronics J., vol. 46, no. 12, 2015, pp. 1426–1433.
- [6] T. Azadmousavi, E. N. Aghdam, and J. Frounchi, "A Low Power Current-Reuse LC-VCO with Self Body-Bias Schema," in Electrical Engineering (ICEE), Iranian Conference on, 2018, pp. 294–299.
- [7] D.-G. Lee, L. G. Salem, and P. P. Mercier, "Narrowband Transmitters: Ultralow-Power Design," IEEE Microw. Mag., vol. 16, no. 3, 2015, pp. 130–142.
- [8] D. De Venuto and J. Rabaey, "RFID transceiver for wireless powering brain implanted microelectrodes and backscattered neural data collection," Microelectronics J., vol. 45, no. 12, 2014, pp. 1585–1594.
- [9] S. Abdelsayed, "Power amplifiers and antennas for implantable biomedical transceivers," 2006.
- [10] A. Paidimarri, P. M. Nadeau, P. P. Mercier, and A. P. Chandrakasan, "A 2.4 GHz multi-channel FBAR-based transmitter with an integrated pulse-shaping power amplifier," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 48, no. 4, 2013, pp. 1042–1054.
- [11] E. L. dos Santos et al., "A fully integrated CMOS power amplifier with discrete gain control for efficiency enhancement," Microelectronics J., vol. 70, 2017, pp. 34–42.
- [12] J.-C. Wen and L.-L. Sun, "A variable gain and output power CMOS PA with combination switch controls," in Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), 2010 10th IEEE International Conference on, 2010, pp. 111–113.

- [13] H. Kassiri et al., "Battery-less tri-band-radio neuro-monitor and responsive neurostimulator for diagnostics and treatment of neurological disorders," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 5, 2016, pp. 1274–1289.
- [14] D. Jeong, H. Lee, T. Chung, S. Lee, J. Lee, and B. Kim, "Optimized Ultralow-Power Amplifier for OOK Transmitter With Shaped Voltage Drive," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 8, 2016, pp. 2615–2622.
- [15] D. C. Daly and A. P. Chandrakasan, "An energy-efficient OOK transceiver for wireless sensor networks," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 5, 2007, pp. 1003–1011.
- [16] M. Vidojkovic et al., "A 2.4 GHz ULP OOK single-chip transceiver for healthcare applications," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 5, no. 6, 2011, pp. 523–534.
- [17] A. Ba et al., "A 0.33 nJ/bit IEEE802.15.6/proprietary MICS/ISM wireless transceiver with scalable data rate for medical implantable applications," *IEEE J. Biomed. Heal. Informatics*, vol. 19, no. 3, 2015, pp. 920–929.
- [18] M. Taghivand, K. Aggarwal, Y. Rajavi, and A. S. Y. Poon, "An Energy Harvesting 2×2 60 GHz Transceiver With Scalable Data Rate of 38–2450 Mb/s for Near-Range Communication," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 8, 2015, pp. 1889–1902.
- [19] J. Webster, *Medical instrumentation: application and design*. John Wiley & Sons, 2009.
- [20] H. Kim et al., "A design of 50/150/200 kbps, low power FSK transceiver using phase-locked loop with programmable loop bandwidth and integrated SPDT for IEEE 802.15.4g application," *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 84, no. 2, 2015, pp. 261–282.
- [21] R. Bashirullah, "Wireless implants," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 7x, 2010, pp. 261–282.
- [22] H. Jiang, Z. Weng, Y. Li, J. Dong, W. Rhee, and Z. Wang, "10 Mbps 0.3 nJ/bit OQPSK transceiver IC for 400–450 MHz medical telemetry," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 22, 2016, pp. 1830–1832.
- [23] C.-H. Jung and K.-T. Tang, "A 0.9-V 2.36-GHz MedRadio-band 10-Mbps low-power OOK modulator for neural implants," in *2017 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT)*, 2017, pp. 1–4.
- [24] S. Kang, D. Baek, and S. Hong, "A 5-GHz WLAN RF CMOS power amplifier with a parallel-cascoded configuration and an active feedback linearizer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 9, 2017, pp. 3230–3244.
- [25] M.-C. Lee et al., "A CMOS MedRadio Transceiver With Supply-Modulated Power Saving Technique for an Implantable Brain–Machine Interface System," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 6, 2019, pp. 1541–1552.
- [26] M. S. Jahan, J. Langford, and J. Holleman, "A low-power FSK/OOK transmitter for 915 MHz ISM band," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2015 IEEE, 2015, pp. 163–166.