

Low power MICS band Transmitter for Bio-Medical Sensor Nodes with Driving Capability by Energy Harvesting Systems

H. Borjkhani¹, S. Sheikhaei^{2*}, M. Borjkhani^{3,4}

¹ MSc. Graduated, School of Electrical and Computer Engineering, College of Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran, H_borjkhani@ut.ac.ir

^{2*} Assistant Professor, School of Electrical and Computer Engineering, College of Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran.

³ PhD Candidate, School of Electrical and Computer Engineering, College of Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran, m.borjkhani@ut.ac.ir

⁴ Instructor, Collage of Electrical Engineering, Urmia University of Technology, Urmia, Iran.

Abstract

Currently need for ultra low power wireless transmitters in medical applications are inevitable. In this paper a new transmitter for body-worn and implantable sensor nodes is presented. Most of the sensor nodes supply their power using energy harvesting instead of a battery, since the power earned by harvesting is limited, so the average and the peak power consumption of the sensor node must be minimized. Transmitter blocks which implemented in sensor nodes are too power consuming. So a new low power Binary Frequency Shift Keying (BFSK) transmitter based on sub-harmonic current mode injection locking, and edge combining technique has been proposed. The proposed transmitter was designed to make a mutual communication between sensor node and base station, so there is no need for complexity at receiver side. In order to reduce the consuming power at transmitter side, BFSK modulation is done at reference frequency to prevent usage of power consuming low phase noise oscillator at carrier frequency. A 34MHz reference clock is used and the frequency of reference clock multiplied by 12 for desired carrier frequency. The phase noise of the carrier at 1MHz frequency offset is -117 dBc/Hz. Total power consumption of the transmitter is about 144 μ W. The output carrier frequency is 408MHz. BFSK modulation scheme is used at the frequency much lower than the carrier frequency in order to reduce the power consumption.

Key words: Sensor Node, Low power Transmitter, Sub-Harmonic Injection Locking, Frequency Multiplication, Ring Oscillator, Edge Combiner.

* Corresponding author

Address: Samad Sheikhaei, School of Electrical And Computer Engineering, College of Engineering, University of Tehran, North Kargar, Street, Tehran, Iran. Postal Code:14399-57131

I.R. Iran

Tel: +98 21 61114963

Fax: +98 21 88778690

E-mail: Sheikhaei@ut.ac.ir

فرستنده کم توان حسگرهای بی سیم پزشکی در باند فرکانسی MICS با قابلیت راه اندازی با استفاده از سیستم استحصال انرژی

هادی برج خانی^۱، صمد شیخانی^{۲*}، مهدی برج خانی^۳

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه الکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده‌های فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران

h_borjkhani@ut.ac.ir

^۲ استادیار، گروه الکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده‌های فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران.

^۳ دانشجوی دکتری، گروه بیوالکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده‌های فنی، دانشگاه تهران، تهران، ایران

m.borjkhani@ut.ac.ir

^۴ مربی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی ارومیه، ارومیه.

چکیده

در این مقاله فرستنده‌ای با معماری جدید برای حسگرهای قابل کاشت یا پوشیدنی پیشنهاد شده است. بسیاری از گره‌های حسگری به جای استفاده از باتری، توان مصرفی خود را از طریق سیستم استحصال انرژی تأمین می‌کنند. با توجه به اینکه توان تأمین شده از طریق استحصال انرژی محدود است، طراحی گره حسگری با توان مصرفی کم مطلوب است. گره حسگری از بلوک‌های مختلفی تشکیل شده است، که قسمت رادیویی آن توان غالب کل سیستم را مصرف می‌کند؛ بنابراین معماری جدید فرستنده با مدولاسیون BFSK و توان مصرفی کم ارائه شده است. به منظور کاهش توان مصرفی فرستنده از روش‌های قفل تزریق و ضرب فرکانسی استفاده شده است. در این فرستنده با استفاده از مدولاسیون BFSK، ارتباطی متقارن بین گره حسگری و ایستگاه پایه ایجاد می‌شود و پیچیدگی ارتباط به ایستگاه پایه یا همان گیرنده منتقل نخواهد شد. در معماری پیشنهادی برخلاف معماری‌های رایج، از نوسان‌سازهایی با توان مصرفی زیاد مانند PLL استفاده نشده است. همچنین برخلاف معماری‌های متداول عمل مدولاسیون در فرکانس حامل انجام نمی‌شود، بلکه در فرکانس نوسان‌ساز مرجع ۳۴ MHz انجام می‌شود. فرکانس سیگنال مدوله شده در فرکانس مرجع برای ارسال از طریق آنتن ۱۲ برابر افزایش یافته؛ به فرکانس سیگنال حامل خواهد رسید. با استفاده از ویژگی قفل تزریق نویز فاز سیگنال مدوله شده ارسال ۱۱۷ dBc/Hz - با آفست فرکانسی ۱ MHz و توان مصرفی فرستنده ۱۴۴ μW برای ارسال سیگنال با توان ۱۶/۷ dBm - است. فرکانس سیگنال حامل ۴۰۸ MHz است که برای رسیدن به این فرکانس، فرکانس سیگنال مرجع ۳۴ MHz انتخاب می‌شود.

کلیدواژه‌ها: گره حسگری، فرستنده کم توان، قفل تزریق با هارمونیک فرعی، ضرب فرکانسی، نوسان‌ساز حلقوی، ترکیب‌کننده لبه‌ها.

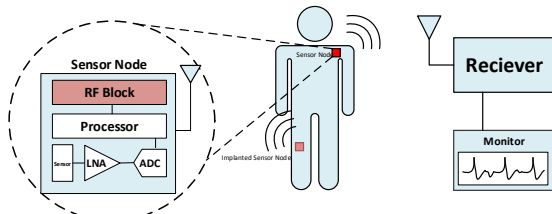
*عهده‌دار مکاتبات

نشانی: تهران، خیابان کارگر شمالی، پردیس دانشکده‌های فنی دانشگاه تهران، دانشکده فنی و مهندسی برق و الکترونیک، قطب الکترونیک، کدپستی: ۱۴۳۹۹۵۷۱۳۱

تلفن: ۰۲۱-۶۱۱۱۴۹۶۳-۰۲۱، دورنگار: ۰۲۱-۸۸۷۷۸۶۹۰، پیام نگار: sheikhaei@ut.ac.ir

۱- مقدمه

کم‌فرکانس بودن سیگنال‌های حیاتی، آهنگ داده^{۱۲} ارسالی از طریق فرستنده می‌تواند کاهش یابد. علاوه بر آن در کاربردهای پزشکی محدوده ارتباطی بین حسگر و ایستگاه پایه در محدوده چند متر است؛ در نتیجه توان ارسالی از طریق فرستنده می‌تواند کاهش یابد. با تکیه بر فرضیات اولیه، معماری فرستنده متناسب با کاربرد زیست پزشکی طراحی می‌شود و روش‌های مختلفی برای کاهش توان مصرفی به کار گرفته می‌شوند. به طور کلی گره حسگری بی‌سیم از تقویت‌کننده کم نویز (LNA^{۱۳})، مبدل آنالوگ به دیجیتال شده (ADC^{۱۴})، پردازشگری ساده و بلوکی رادیویی تشکیل شده است. گره حسگری با کاربرد پزشکی تمام ویژگی‌های گره‌های حسگری شبکه‌های بی‌سیم را دارد. گره‌های شبکه‌های حسگری بی‌سیم رایج از باتری به عنوان منبع انرژی خود استفاده می‌کنند و اغلب توان زیادی را مصرف می‌کنند. استفاده از باتری، اندازه گره حسگری را افزایش داده؛ علاوه بر آن، باتری طول عمر محدودی دارد و نیاز به تعویض خواهد داشت.



شکل (۱)- ارتباط بی‌سیم بین گره حسگری پوشیدنی یا کاشتنی و ایستگاه پایه برای نمایش و ثبت سیگنال‌های حیاتی

استفاده از باتری در موارد کاشت گره‌های حسگری در بدن گزینه مناسبی نیست و تعویض باتری گره حسگری کاشته شده در بدن، فرایندی تهاجمی^{۱۵} به شمار می‌رود. بنابراین استفاده از باتری در گره‌های حسگری به خصوص برای کاربردهای کاشتنی، راهکار مناسبی به شمار نمی‌رود. هدف اصلی از پیشنهاد فرستنده کم‌توان با معماری جدید، کاهش توان مصرفی قسمت رادیویی^{۱۶} گره حسگری است. توان غالب گره حسگری در بخش رادیویی یا فرستنده آن به مصرف می‌رسد. هرگاه بتوانیم توان مصرفی این بخش را کاهش دهیم، گره حسگری این قابلیت را خواهد داشت که

با توجه به کاربردهای وسیعی که گره‌های حسگری^۱ در زیست پزشکی^۲ دارند، FCC^۳ پهنای باند MICS^۴ را برای شبکه‌های حسگری بی‌سیم (WSN^۵)، با کاربردهای زیست پزشکی اختصاص داده است. هر داده‌ای که قابل حس برای حسگرها باشد، از طریق گره حسگری برای کاربردهای مختلف به ایستگاه پایه^۶ ارسال می‌شود. به عبارتی دیگر حسگرهای بی‌سیم اطلاعات محیط اطراف را دریافت کرده، و برای ذخیره‌سازی، نمایش و یا پردازش بیشتر به ایستگاه پایه ارسال می‌کنند. اخیراً گره‌های حسگری به طور وسیعی در نمایش یا ثبت سیگنال‌های حیاتی انسان مانند ECG^۷، EMG^۸، EEG^۹، دمای بدن، فشار خون، قند خون و میزان ضربان قلب به کار می‌روند. سیگنال‌های حیاتی مذکور اطلاعاتی را از وضعیت بیمار در اختیار پزشک یا پژوهشگر قرار می‌دهند [۱-۴]. در بیمارستان برای نمایش و پایش وضعیت حیاتی بیمار از اندازه‌گیری مداوم این سیگنال‌ها استفاده می‌شود. نمایش و اندازه‌گیری این سیگنال‌ها به درگاهی ارتباطی بین گره حسگری و ایستگاه پایه (مکانی که اطلاعات ارسالی نمایش، پردازش و یا ذخیره می‌شوند) نیاز دارد. این درگاه ارتباطی می‌تواند بی‌سیم و یا به شکل سیمی باشد. اگرچه ارتباط بی‌سیم هزینه زیادی بدنبال دارد و نیازمند به بلوک‌های مضاعفی چون فرستنده و گیرنده است، به هر حال بر ارتباط سیمی ترجیح داده می‌شود؛ زیرا ارتباط سیمی به سختی به بیمار اجازه جابه‌جا شدن می‌دهد و هر لحظه احتمال قطع شدن ارتباط در اثر جابه‌جایی بیمار وجود دارد. علاوه بر این اغلب اوقات پروب‌های سیمی به راحتی آسیب دیده؛ در نتیجه ثبت سیگنال مختل می‌شود. همچنین ارتباط سیمی درگاه مناسبی برای حسگرهای قابل کاشت در بدن موجود نیست. با گره‌های حسگری بی‌سیم، امکان کاشت^{۱۰} حسگر در بدن فراهم می‌شود و با کاهش توان مصرفی آن امکان راه‌اندازی آن از طریق سیستم استحصال انرژی^{۱۱} وجود دارد. بنابراین به معماری جدیدی از فرستنده و یا دیگر اجزای گره حسگری نیاز است، به طوری که توان مصرفی آن متناسب با کاربردهای زیست پزشکی باشد. با توجه به ماهیت

¹Sensor Nodes

⁴Medical Implant Communication Service

⁷Electrocardiography

¹⁰Implant

¹³Low Noise Amplifier

¹⁶Radio Frequency

²Biomedicine

⁵Wireless Sensor Network

⁸Electromyography

¹¹Energy Harvesting

¹⁴Analog to Digital Converter

³Federal Communication Commission

⁶Base Station

⁹Electroencephalography

¹²Bit rate

¹⁵Invasive

بنابراین از مدولاسیون BPSK^{۲۴} به علت سادگی و مصنوعیت آن از نوپز دامنه استفاده شده است [۵]. معماری فرستنده پیشنهادی از چندین روش برای کاهش توان مصرفی بهره گرفته است. فرستنده شامل قسمت مدولاسیون داده در فرکانس مرجع^{۲۵} است و طوری طراحی شده است که فرکانس مرجع ۱۲ مرتبه کوچکتر از فرکانس حامل باشد [قسمت (ب) شکل (۲)]. تابع کار^{۲۶} سیگنال مرجع کاهش یافته است تا قدرت هارمونیک‌های فرعی^{۲۷} سیگنال مرجع توازن یکسانی یابند. سیگنال مرجع با هارمونیک‌های فرعی هم‌اندازه به نوسان‌ساز حلقوی^{۲۸} سه طبقه تزریق می‌شود، تا عمل قفل تزریق انجام شود. نوسان‌ساز حلقوی به چهارمین هارمونیک سیگنال مرجع قفل^{۲۹} می‌شود تا عمل ضرب فرکانسی در چهار را انجام دهد. با توجه به اینکه نوسان‌ساز حلقوی سه طبقه، سه فاز نوسانی با نوپز فاز کم (بنا به خاصیت قفل تزریق^{۳۰}) با فاز مختلف و فرکانس یکسان تولید می‌کند، از این سه فاز تولید شده V_{o1} ، V_{o2} ، V_{o3} برای انجام عمل ضرب فرکانسی در سه در قسمت تقویت‌کننده توان استفاده می‌شود. بنابراین در مجموع فرکانس سیگنال مرجع مدوله شده^{۳۱} در خروجی در ۱۲ ضرب می‌شود.

در ادامه در بخش دوم، جزئیات اجزای سازنده فرستنده را بررسی خواهیم کرد. در بخش سوم نتایج شبیه‌سازی معماری فرستنده ارائه خواهد شد و در بخش چهارم با معماری‌های دیگر مقایسه خواهد شد. در بخش پنجم نتیجه‌گیری و خلاصه‌ای از معماری پیشنهادی ارائه خواهد شد.

۲- معماری پیشنهادی

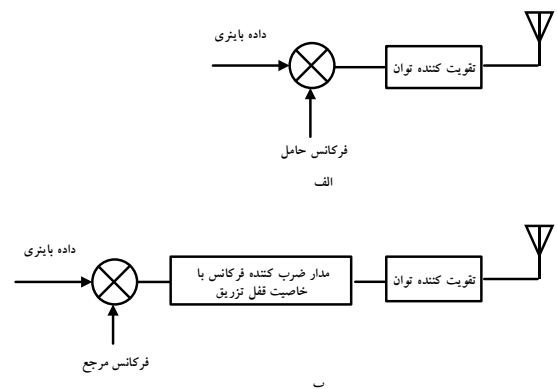
طرحی نمادین از مدار فرستنده در شکل (۳) نشان داده شده است. فرستنده پیشنهادی شامل مدولاسیون BPSK در فرکانس مرجع، مدار کاهنده تابع کار سیگنال مرجع، تزریق جریانی با هارمونیک فرعی به نوسان‌ساز حلقوی سه طبقه و مدار ترکیب‌کننده لبه‌ها همراه مدار تطبیق امپدانس^{۳۲} با آنتن است که در این شکل نشان داده شده‌اند.

از طریق سیستم استحصال انرژی راه‌اندازی شود و دیگر نیازی به استفاده از باتری نیست. یکی از اهداف اساسی ارائه این فرستنده، ایجاد ارتباطی دو طرفه^{۱۷} بین دو گره حسگری است؛ بنابراین فرستنده پیشنهادی تقارن فرستنده و گیرنده گره‌های حسگری را حفظ می‌کند و برخلاف فرستنده‌های رایج از مدولاسیون‌های ساده‌ای چون مدولاسیون بازتاب توان استفاده نمی‌کند [۲].

فرستنده، سیستمی دینامیک است که توان مصرفی آن از دو قسمت توان دینامیک و توان استاتیک تشکیل یافته است. عمده توان مصرفی سیستم دینامیک ناشی از توان مصرفی دینامیک است که با رابطه (۱) متناسب است:

$$P \propto (V_{DD})^2 \cdot f \quad (1)$$

رابطه (۱) نشان می‌دهد که توان مصرفی دینامیک یک سیستم دینامیک (در اینجا فرستنده) تقریباً متناسب با مجذور ولتاژ منبع تغذیه و فرکانس سیگنال در فرستنده است. یکی از دلایل زیاد بودن توان مصرفی فرستنده‌ها با معماری متداول، انجام عمل ترکیب فرکانسی^{۱۸} در فرکانس حامل^{۱۹} است [قسمت (الف) شکل (۲)]. عمل ترکیب فرکانسی در فرکانس حامل به یک نوسان‌ساز^{۲۰} با نوپز فازی^{۲۱} کم در فرکانس حامل نیاز دارد. با توجه به اینکه فرکانس حامل باید به اندازه‌ای باشد که اندازه آنتن^{۲۲} را به اندازه کافی کاهش دهد، پس مطابق با رابطه (۱) مدولاسیون داده در فرکانس حامل توان زیادی مصرف می‌کند. بنابراین در معماری پیشنهادی عمل مدولاسیون^{۲۳} در فرکانس سیگنال مرجع انجام می‌شود [قسمت (ب) شکل (۲)]. علاوه بر فرکانسی که سیگنال داده با آن مدوله می‌شود، پیچیدگی نوع مدولاسیون نیز تأثیر بسزایی در کاهش توان مصرفی دارد [۵، ۴].



شکل (۲) - (الف) معماری فرستنده متداول. (ب) معماری پیشنهادی

¹⁷Mutual

²¹Phase Noise

²³Reference Signal

²⁹Locked

¹⁸Mixing

²²Antenna

²⁶Duty Cycle

³⁰Injection Locked

¹⁹Carrier Frequency

²³Modulation

²⁷Sub-Harmonics

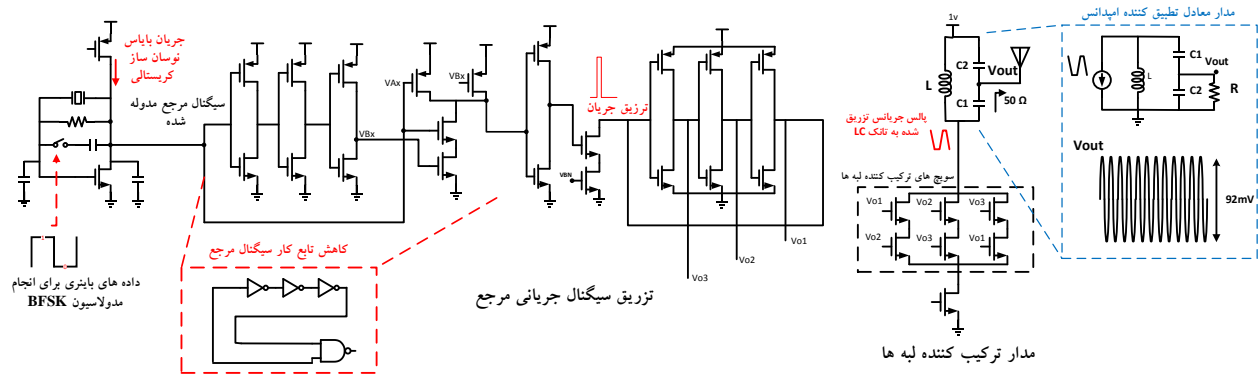
³¹Modulated

²⁰Oscillator

²⁴Binary Frequency Shift Keying

²⁸Ring

³²Impedance Matching



شکل (۳) - نمایش کلی از مدار فرستنده پیشنهادی

$$Z_s = R_s + jL_s\omega + 1/j(C_s\omega) \quad (2)$$

$$Z_s = R_s + j\left(\frac{L_s C_s \omega^2 - 1}{C_s \omega}\right), \omega_s^2 = 1/L_s C_s \quad (3)$$

$$Z_s = R_s + j\frac{1}{C_s \omega} \left(\frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega_s^2}\right) \quad (4)$$

هرگاه $\omega + \omega_s \approx 2\omega_s$ باشد

$$Z_s = R_s + j\frac{2}{C_s \omega} \left(\frac{\omega - \omega_s}{\omega_s}\right) = R_s + j\frac{2P}{C_s \omega} \quad (5)$$

با توجه به رابطه کشش فرکانسی^{۳۵} ارائه شده در منبع [۱۸] می‌توان میزان تغییر فرکانس نوسان را بدست آورد:

$$P = \frac{C_s}{2(C_o + (C_x \cdot D)) + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (6)$$

فرکانس‌های نوسان داده‌های یک و صفر، f_1 و f_0 طبق معادلات (۷) و (۸) برای نوسان‌ساز کریستال بدست خواهد آمد:

$$f_1 = f_s \left(1 + \frac{C_s}{2(C_o + 1)}\right) \quad (7)$$

$$f_0 = f_s \left(1 - \frac{C_s}{2(C_o + C_x + 1)}\right) \quad (8)$$

برای محاسبه فرکانس داده "0" و یا "1" ارسالی از معادلات (۷) و (۸) استفاده می‌کنیم و مقدار مجهول خازن C_x متناسب با میزان اختلاف فرکانسی داده "0" و یا "1" محاسبه می‌شود.

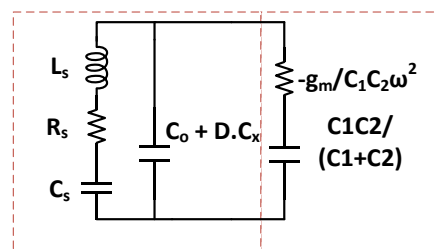
۲-۲- کاهش تابع کار سیگنال مرجع مدوله شده

همانطور که در مقدمه به اختصار توضیح داده شد، هدف از کاهش تابع کار سیگنال مرجع [شکل (۶)]، یکسان‌سازی قدرت هارمونیک‌های فرعی آن است. از آنجایی که سیگنال مرجع ما شبیه به سیگنال مربعی است، می‌توان آن سیگنال مربعی را به شکل مجموعه‌ای از سیگنال‌های سینوسی تقریب

۲-۱- مدولاسیون BFSK در فرکانس مرجع

تقریباً تمام معماری‌های فرستنده به سیگنال نوسانی مرجع برای تولید فرکانس حامل دقیق و با نویز فازی کم نیاز دارد. معماری‌هایی که از PLL^{۳۳} برای تولید فرکانس حامل استفاده می‌کنند، به سیگنالی مرجع نیاز دارند [۱۴، ۱۵]. سیگنال مرجع معمولاً از نوسان‌سازی کریستالی^{۳۴} تولید می‌شود. این نوسان‌ساز در شکل (۳) نشان داده شده است. نوسان‌ساز کریستالی از دو قسمت کلی کریستال و مدار غیرخطی تأمین‌کننده امپدانس منفی در فرکانس نوسان تشکیل شده است. با توجه به مراجع [۷] و [۱۸] می‌توان فرکانس نوسان‌سازی کریستالی را با اضافه کردن خازنی موازی با کریستال به اندازه محدود و جزئی تغییر داد. مدار معادل نوسان‌سازی کریستالی با قابلیت تغییر فرکانس در شکل (۴) نشان داده شده است.

شکل (۴) - مدار معادل برای مدار غیر خطی



شکل (۴) - مدار معادل نوسان‌ساز کریستالی

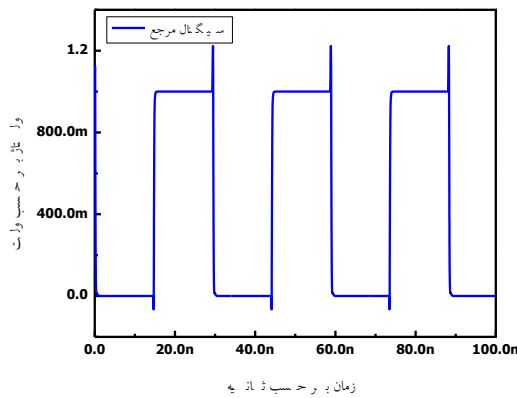
با تغییر خازن موازی با کریستال $(C_o + D.C_x)$ - که دارای دو جزء ثابت و متغیر است - فرکانس نوسان‌ساز کریستالی با توجه به داده ورودی تغییر خواهد کرد. امپدانس معادل الکتریکی کریستال در روابط (۲) تا (۵) آمده است.

³³Phase Locked Loop

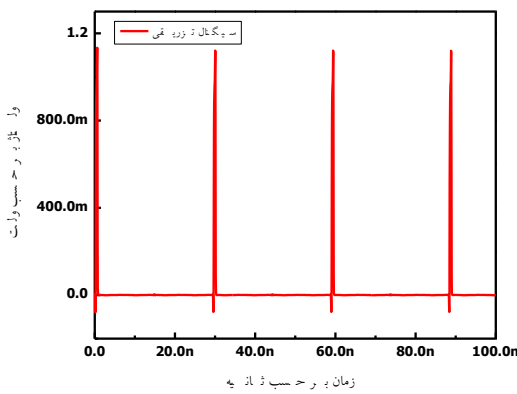
³⁴Crystal Oscillator

³⁵Frequency Pulling

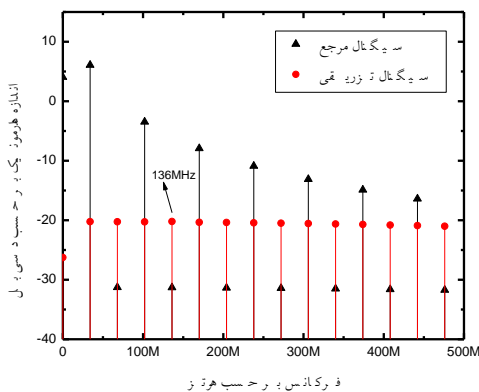
چهارم (۱۳۶MHz) سیگنال تزریقی طراحی شده است، به این فرکانس قفل می‌شود.



شکل (۶)- سیگنال مرجع در فرکانس ۳۴ MHz که برای تزریق به نوسان‌ساز حلقوی تولید شده است.



شکل (۷)- شکل موج سیگنال مرجع با تابع کار کاهش یافته که به عنوان سیگنال تزریقی به نوسان‌ساز حلقوی استفاده می‌شود.



شکل (۸)- هارمونیک‌های سیگنال مرجع و سیگنال تزریقی

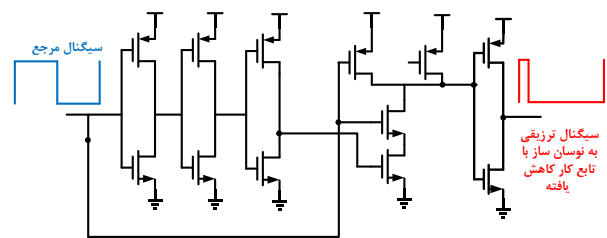
زد. دامنه این سیگنال‌های سینوسی وابسته به تابع کار سیگنال مربعی است. از طرفی دیگر لازم است سیگنال تزریق شده به نوسان‌ساز حلقوی به شکل جریانی باشد. به همین منظور ابتدا تابع کار سیگنال مرجع مدوله شده کاهش یافته و سپس به جریان تبدیل می‌شود [شکل (۵)]. بر طبق روابط (۹) و (۱۰) با کاهش $\Delta T/T$ قدرت هارمونیک‌های فرعی تقریباً با یکدیگر یکسان می‌شوند:

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi T_1}{2T}\right) \quad (9)$$

$$P \propto \left(\frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi T_1}{2T}\right)\right)^2, T_1/T = \Delta T/T \quad (10)$$

$$P \propto \lim_{(\Delta T)/T \rightarrow 0} \left(\frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi \Delta T}{2T}\right)\right)^2 = \left(2 \cdot \frac{\Delta T}{T}\right)^2 \quad (11)$$

در معادلات (۹) تا (۱۱) n نشان‌دهنده N امین هارمونیک سیگنال مرجع است و $\Delta T/T$ تابع کار سیگنال مرجع مدوله شده را نشان می‌دهد. بر طبق رابطه معادله (۱۱) زمانی که تابع کار سیگنال مربعی به صفر میل می‌کند، آنگاه قدرت هارمونیک‌ها به n وابسته نخواهد بود.



شکل (۵)- مدار کاهش‌دهنده تابع کار سیگنال مرجع

با توجه به اینکه در معماری پیشنهادی، نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک چهارم سیگنال مرجع مدوله شده قفل می‌شود، با کاهش تابع کار به ۶/۲۵ درصد، نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک فرعی چهارم قفل می‌شود. شکل (۷) نتایج شبیه‌سازی را برای مدار کاهش تابع کار نشان می‌دهد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی در شکل (۸) می‌توان صحت رابطه (۱۱) را تأیید کرد. با توجه به شکل (۸) قدرت هارمونیک‌های سیگنال تزریقی یکسان بوده؛ در نتیجه فرکانس نوسان آزاد نوسان‌ساز حلقوی تعیین می‌کند که نوسان‌ساز به کدام یک از هارمونیک‌های سیگنال تزریقی قفل شود. به علت اینکه نوسان‌ساز حلقوی در فرکانسی نزدیک به فرکانس هارمونیک

شبیه‌سازی، 120ns طول می‌کشد تا نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک چهارم سیگنال تزریقی قفل شود [شکل (۱۰)]. فرکانس نوسان نوسان‌ساز در حالت نوسان آزاد نزدیک به فرکانس هارمونیک چهارم و برابر با مقدار 137MHz است. بنابراین نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک چهارم سیگنال تزریقی قفل می‌شود. شکل (۱۱) نتایج شبیه‌سازی در حوزه فرکانس را نشان می‌دهد. مطابق این شکل، فرکانس نوسان‌ساز چهار برابر فرکانس سیگنال مرجع است؛ به عبارتی دیگر می‌توان نتیجه گرفت فرکانس سیگنال مرجع مدوله شده، چهار برابر شده است. در بخش بعدی به چگونگی قفل شدن نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک چهارم سیگنال مرجع مدوله شده خواهیم پرداخت.

۲-۳- قفل فرکانسی نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک فرعی چهارم

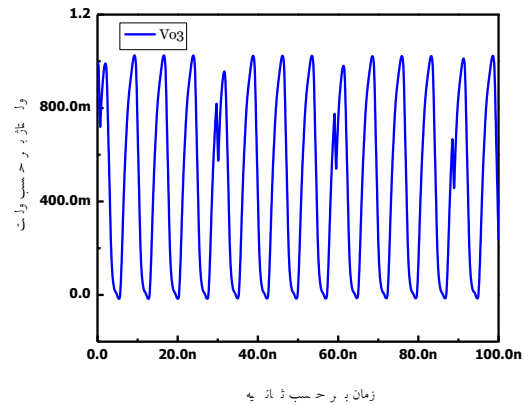
روش‌های مختلفی برای تزریق به نوسان‌ساز حلقوی وجود دارد؛ به طور کلی انواع تزریق به دو نوع تزریق جریانی و ولتاژی تقسیم می‌شود. با توجه به اینکه بنا است نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک فرعی سیگنال مرجع قفل شود، تزریق جریانی بر تزریق ولتاژی ارجحیت دارد. هرگاه سیگنال مرجع با تابع کار کاهش یافته به شکل ولتاژی به نوسان‌ساز حلقوی تزریق شود، شکل موج‌های تولیدی با نوسان‌ساز حلقوی اعوجاج^{۳۶} می‌یابد، که این امر مطلوب نیست؛ بنابراین از تزریق جریانی استفاده شده است. برای نوسان‌ساز حلقوی لازم است فرکانس نوسان و همچنین محدوده قفل^{۳۷} را بدست آوریم. فرکانس نوسان نوسان‌ساز حلقوی در حالت نوسان آزاد^{۳۸} برابر است با:

$$f_o = \frac{1}{6(td)} \quad (12)$$

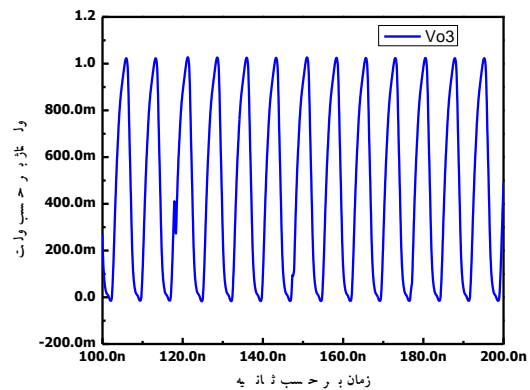
با توجه به شکل (۱۲) نوسان‌ساز حلقوی در حالت نوسان آزاد دارای سه وارونگر^{۳۹} است که t_d نشان‌دهنده تأخیر در یک وارونگر است. t_d از رابطه (۱۳) محاسبه می‌شود [۱۲]:

$$t_d = t_{d0} + \left(\frac{1}{2} - \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right) t_i \quad (13)$$

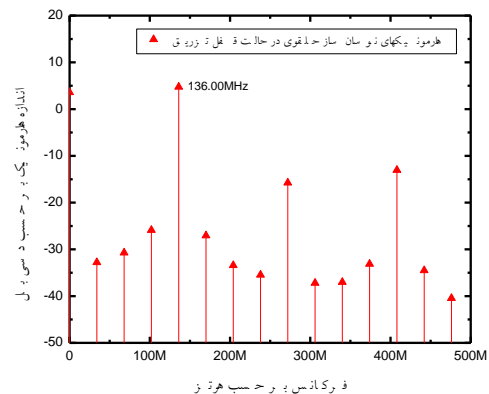
با استفاده از روابط (۱۲) و (۱۳) فرکانس نوسان آزاد نوسان‌ساز حلقوی در فرکانس 136MHz طراحی می‌شود. با



شکل (۹) - شکل موج سیگنال نوسان‌ساز در لحظه‌های اولیه و قبل از قفل شدن به هارمونیک چهارم سیگنال مرجع



شکل (۱۰) - شکل موج سیگنال نوسان‌ساز حلقوی بعد از قفل شدن به هارمونیک چهارم سیگنال مرجع



شکل (۱۱) - هارمونیک‌های نوسان‌ساز حلقوی در هنگام قفل به سیگنال تزریقی (سیگنال مرجع با تابع کار کاهش یافته)

شکل (۹) شکل موج نوسان‌ساز حلقوی را قبل از قفل شدن به سیگنال تزریقی مذکور نشان می‌دهد. مطابق نتایج

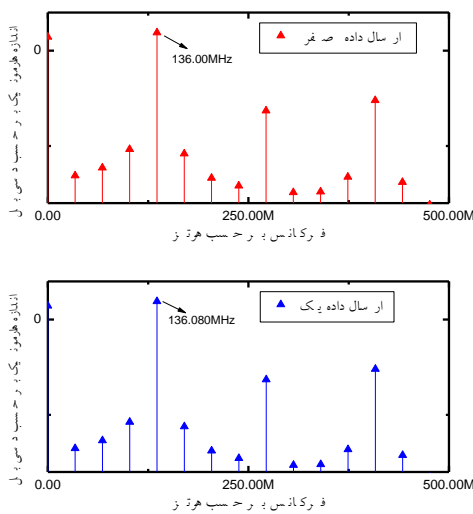
³⁶Distortion

³⁷Lock Range

³⁸Free Running

³⁹Inverter

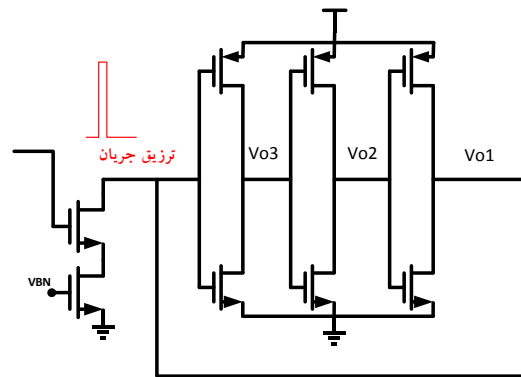
حال محدوده فرکانسی برابر ۵۱MHz بدست می‌آید. پس از لحاظ تئوری عمل قفل فرکانسی در محدوده مورد نظر انجام می‌شود؛ اما باید توجه داشت که سیگنال مرجع با تابع کار کاهش یافته دارای هارمونیک فرعی با قدرت یکسان است که این هارمونیک‌های فرعی به خصوص هارمونیک‌های سوم و پنجم محدوده فرکانسی محاسبه شده را کاهش می‌دهند. با انتخاب فرکانس سیگنال مرجع برابر ۳۴ MHz فرکانس هارمونیک سوم و هارمونیک پنجم به ترتیب برابر با ۱۰۲MHz و ۱۷۰MHz است. از طرفی احتمال دارد که نوسان‌ساز حلقوی نه به هارمونیک چهارم بلکه به هارمونیک‌های سوم و پنجم قفل شود. این امر باعث می‌شود محدوده قفل کاهش پیدا کند؛ بنابراین محدوده مجاز قفل نوسان‌ساز حلقوی ۳۰ MHz و به شکل متقارن حول فرکانس مرکزی ۱۳۶ MHz در نظر گرفته می‌شود. با در نظر گرفتن محدوده فرکانسی قفل برای هارمونیک چهارم سیگنال مرجع مدوله شده، نوسان‌ساز در حالت نوسان آزاد حول فرکانس مرکزی ۱۳۶MHz و در محدوده فرکانسی ۱۲۱MHz-۱۵۱MHz طراحی می‌شود. با توجه به اینکه اختلاف فرکانسی داده "0" و "1" در فرکانس مرجع برابر با ۲۰ KHz است، اختلاف فرکانسی در فرکانس نوسان‌ساز حلقوی - که چهار برابر شده است - برابر با ۸۰KHz خواهد بود [شکل (۱۳)].



شکل (۱۳) - نتایج شبیه‌سازی هارمونیک‌های یکی از فازهای نوسان‌ساز حلقوی در هنگام قفل به فرکانس سیگنال مرجع

تزریق پالس جریانی به نوسان‌ساز حلقوی، نوسان‌ساز همانند فیلتری میانگذر عمل می‌کند که تنها هارمونیک چهارم پالس جریانی را تقویت، و بقیه هارمونیک‌های قبلی و بعدی را فیلتر می‌کند. فرکانس نوسان‌ساز حلقوی بعد از تزریق جریانی از رابطه (۱۴) محاسبه می‌شود:

$$(f_{inj})_{4^{th}} = \frac{1}{2(t_{d1} + t_{d2} + t_{d3})} \quad (14)$$



شکل (۱۲) - تزریق جریان به نوسان‌ساز حلقوی سه طبقه

بعد از تزریق جریانی تاخیر هر وارونگر، از رابطه (۱۳) محاسبه نمی‌شود، و نیاز به محاسبه تاخیر هر وارونگر خواهد بود.

$$t_{d1} = 0.46 \frac{CV_{DD}}{I_0} + \frac{CV_{DD}}{2I_T} \quad (15)$$

$$t_{d2} = 0.46 \frac{CV_{DD}}{I_T} + \frac{CV_{DD}}{2I_0} \quad (16)$$

$$t_{d3} = 0.46 \frac{CV_{DD}}{I_0} + \frac{CV_{DD}}{2I_0} \quad (17)$$

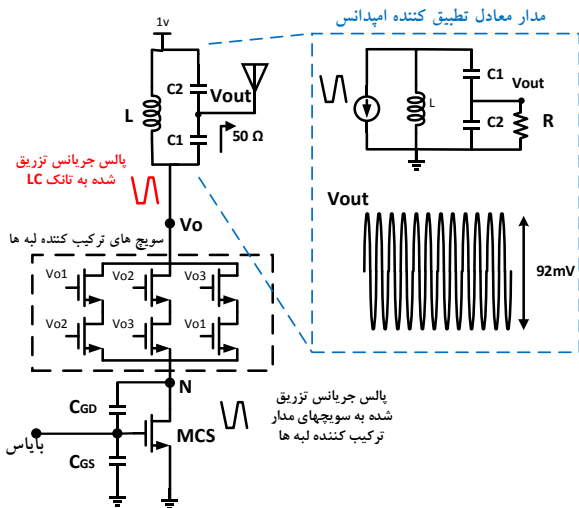
بر طبق تاخیرهای محاسبه شده از طریق روابط (۱۵) تا (۱۷) برای محاسبه محدوده قفل فرکانسی نوسان‌ساز حلقوی بعد از تزریق جریانی داریم:

$$(f_{inj})_{4^{th}} = \frac{2.85}{f_0 \left(1.9 + \frac{0.95}{1 \pm I_{inj}/I_0} \right)} \quad (18)$$

در رابطه (۱۸)، $(f_{inj})_{4^{th}}$ فرکانس هارمونیک چهارم سیگنال مرجع مدوله شده است. با انتخاب I_{inj}/I_0 برابر با ۰.۵، داریم:

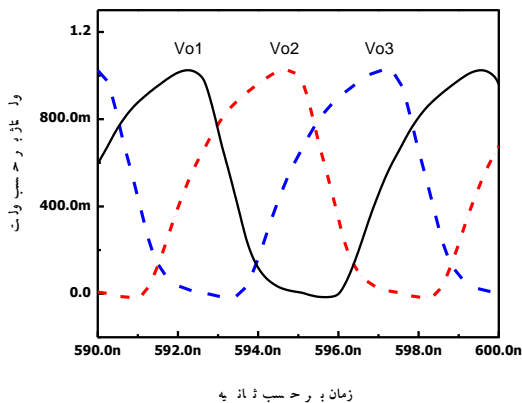
$$[(f_{inj})_{4^{th}}]_{Max} = 1.125 f_0 = 153MHz \quad (19)$$

$$[(f_{inj})_{4^{th}}]_{Min} = 0.75 f_0 = 102MHz \quad (20)$$



شکل (۱۵) - مدار تقویت کننده توان که از مدارهای ترکیب کننده لبه ها و مدار تطبیق کننده امپدانس تشکیل یافته است.

شکل (۱۵) مدار معادل تطبیق کننده امپدانس را نشان می دهد. مقاومت دیده شده آنتن از خروجی تقویت کننده توان n^2R است، که n برابر است با نسبت خازنی $(C1+C2)/C1$. برای دستیابی به بازده زیاد در تقویت کننده توان و انتقال بیشترین توان به آنتن باید امپدانس انتقال یافته از آنتن و همچنین امپدانس دیده شده از مدار LC در فرکانس نوسان، با یکدیگر برابر باشند [۵]. با در نظر گرفتن فرضیات مذکور اندازه های سلف و خازن ها انتخاب می شود.

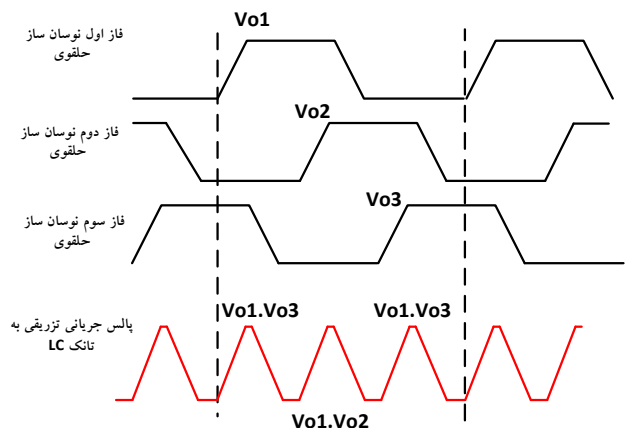


شکل (۱۶) - سه فاز V_{o1} ، V_{o2} و V_{o3} فازهای نوسان ساز حلقوی قفل شده به سیگنال مرجع را نشان می دهد.

شکل پالس جریانی تزریق شده به مدار تطبیق امپدانس، مربعی است. مدار LC تطبیق کننده امپدانس این پالس جریانی را به سیگنالی سینوسی با فرکانس 40MHz تبدیل می کند.

۲-۴- مدار ترکیب کننده لبه ها و تطبیق امپدانس

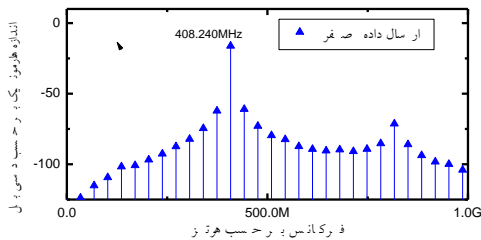
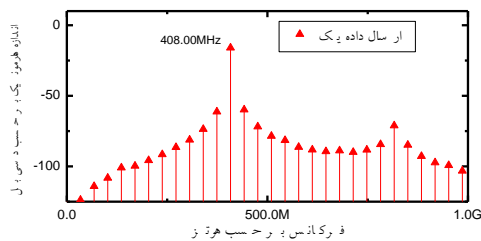
آخرین قسمت فرستنده، مدار تقویت کننده توان است که در اینجا تقویت کننده توان، علاوه بر اینکه عمل تطبیق امپدانس را با آنتن انجام می دهد، عمل ضرب فرکانسی در سه را هم انجام می دهد. ضرب فرکانسی مطابق شکل (۱۴) انجام می شود. مدار تقویت کننده توان در شکل (۱۵) نشان داده شده است. این مدار از دو قسمت مدار ضرب کننده فرکانسی و مدار تطبیق دهنده امپدانس با آنتن تشکیل شده است. مطابق شکل (۱۶) سه فاز V_{o1} ، V_{o2} و V_{o3} با نوسان ساز حلقوی و با اختلاف فازی 60° درجه تولید شده اند [۵]؛ سپس با سوئیچ های مدار ترکیب کننده لبه ها^{۴۰}، سه فاز تولید شده با هم عمل ضرب را انجام می دهند. بعد از عمل ضرب، حاصل ضرب ها با یکدیگر جمع شوند؛ حاصل این جمع، جریان پالسی خواهد بود که به مدار LC اعمال می شود [بخش الف) شکل (۱۷)]. دامنه نوسان خروجی تقویت کننده توان، متناسب است با اندازه ترانزیستور MCS، به طوری که با افزایش اندازه این ترانزیستور خازن پارازیتی C_{GD} این ترانزیستور افزایش یافته و در نتیجه با توجه به نسبت خازنی، سیگنال ولتاژ با فرکانس سه برابر فرکانس نوسان ساز به گیت ترانزیستور MCS کوپل شده؛ این ترانزیستور را به ناحیه های خطی (جریان کم) و اشباع (جریان زیاد) می برد و جریان پالسی را به سوئیچ های مدار ترکیب کننده لبه ها ارسال می کند [قسمت (ب) شکل (۱۷)].



شکل (۱۴) سه فاز نوسان ساز حلقوی قفل شده به سیگنال مرجع و سیگنال خروجی ضرب شده به سه با استفاده از مدار ترکیب کننده لبه ها

⁴⁰Edge Combiner

مدولاسیون سیگنال مرجع قطع است، برابر با ۴۰۸/۲۴ MHz و برای داده "0" هنگامی که خازن Cx اتصال یافته است، برابر با ۴۰۸ MHz بدست آمد [شکل (۱۹)]. زمان نشست^{۴۱} فرستنده در مدار تطبیق‌کننده امپدانس و آنتن مطابق با شکل‌های (۲۰) و (۲۱) برابر با ۳۰۰ نانوثانیه است. نویز فازی فرستنده در بازه آفست فرکانسی ۱ Hz تا ۱۰MHz، در دو حالت نوسان آزاد نوسان‌ساز حلقوی و همچنین به هنگام قفل به فرکانس سیگنال مرجع مدوله شده، در شکل (۲۲) نشان داده شده است. با توجه به این شکل در آفست‌های فرکانسی کم - همانطور که انتظار می‌رفت - نویز فاز در حالت قفل به سیگنال مرجع کم نویز به شکل قابل توجهی کاهش یافته است. شکل (۲۲) نشان می‌دهد که با ضرب فرکانسی، نویز فازی فرستنده قفل شده به فرکانس مرجع کاهش می‌یابد. میزان کاهش نویز فازی رابطه مستقیمی با مرتبه ضرب فرکانسی دارد [۱۷]. با سه برابر شدن فرکانس سیگنال، بر طبق تئوری مرجع [۱۷] حدود ۹/۵ dB (20log3=9.5dB) نویز فازی افزایش می‌یابد.

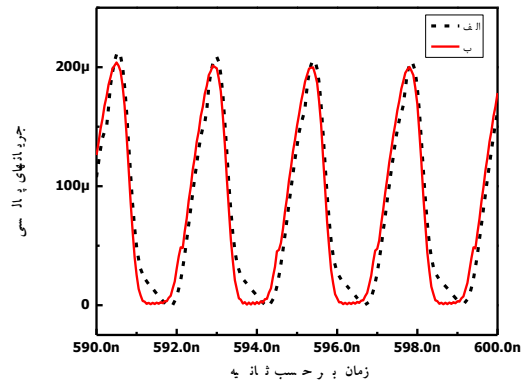


شکل (۱۹) - هارمونیک‌های سیگنال خروجی در آنتن برای هر دو داده صفر و یک.

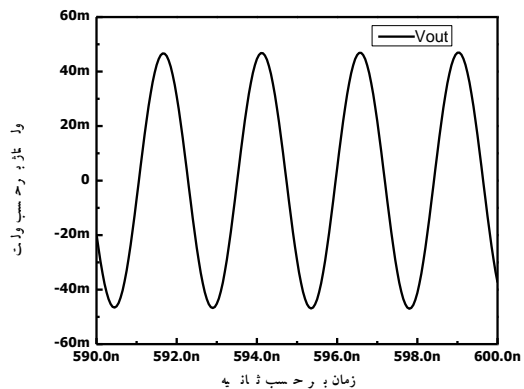
مطابق نتایج شبیه‌سازی این افزایش نویز فازی VdB است. توان خروجی فرستنده طبق رابطه (۲۲) برابر با dBm -۱۶/۷ - محاسبه می‌شود:

$$10\log\left(\frac{V_{pp}^2}{400}\right) + 30 = -16.7\text{dBm}_{V_{pp}=0.092\text{v}} \quad (22)$$

سیگنال سینوسی تولید شده از طریق تقسیم خازنی به آنتن انتقال می‌یابد [شکل (۱۸)].



شکل (۱۷) - الف) پالس تزریقی در فرکانس ۴۰۸ مگاهرتز به تانک LC. ب) پالس جریان تزریقی شده در فرکانس ۴۰۸ مگاهرتز به سویچ‌های مدار ترکیب‌کننده لیه‌ها



شکل (۱۸) - سیگنال سینوسی انتقال یافته به آنتن در فرکانس ۴۰۸ MHz

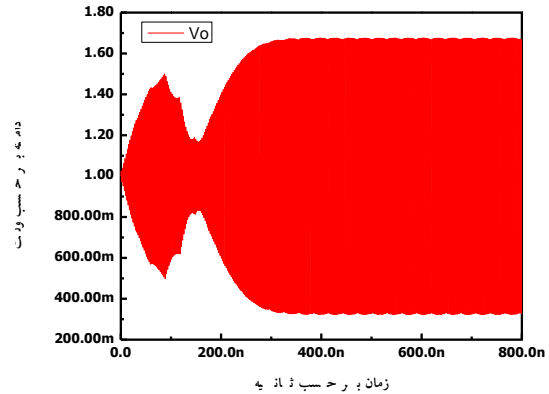
۳- کارایی فرستنده پیشنهادی

فرستنده در فضای نرم‌افزار ADS با استفاده از فایل تکنولوژی فرستنده 0.13um CMOS TSMC طراحی، و شبیه‌سازی شده است. به علت ضریب کیفیت کم سلف تکنولوژی، از سلف با ضریب کیفیت ۳۸۴ و اندازه ۳۰ nH استفاده شده است. نسبت حامل به اعوجاج در فرکانس خروجی فرستنده (۴۰۸MHz) و (۴۰۸/۲۴ MHz) برابر با ۳۸ dB است. فرکانس خروجی فرستنده برای داده "1" یعنی هنگامی که خازن Cx در

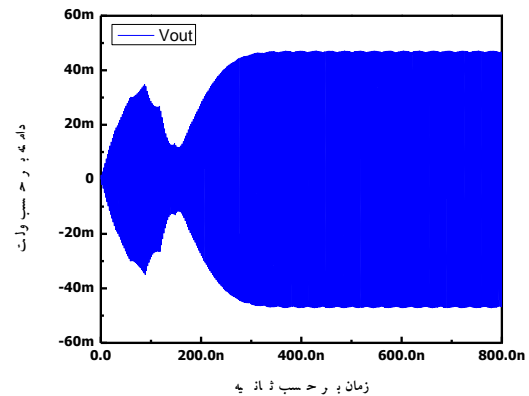
⁴¹Settling Time

۴- بحث

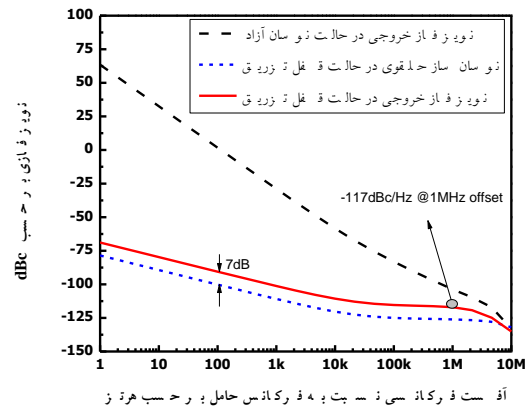
امروزه کاربرد گره‌های حسگری بی‌سیم در زمینه پزشکی رو به گسترش است. چالش‌های مختلفی در ساخت این گره‌های حسگری وجود دارد که یکی از این چالش‌های اساسی، توان مصرفی گره حسگری است. اغلب فرستنده‌های استفاده شده در این زمینه آنقدر ساده هستند که توان مصرفی آنها ناچیز است و پیچیدگی ارتباط بین فرستنده و گیرنده، به گیرنده انتقال یافته است. این نوع فرستنده‌ها که از ارتباطی نامتقارن بین گره حسگری و ایستگاه پایه (گیرنده) بهره می‌برند، از مدولاسیون بازتاب توان استفاده می‌کنند [۲]. مدولاسیون بازتاب توان در زمینه ارسال اطلاعات در بخش فرستنده ساده بوده، اما در بخش گیرنده داده‌های ارسالی بازیابی ساده‌ای نخواهد داشت. به منظور ایجاد ارتباطی متقارن بین فرستنده و گیرنده از مدولاسیون‌های ASK و BFSK استفاده می‌شود [۶، ۷]. در مطالعه [۷] فرستنده‌ای مبتنی بر مدولاسیون BFSK با خاصیت‌های ضرب فرکانسی و قفل تزریق گزارش شده است، اما در این فرستنده برای ضرب فرکانسی از دو طبقه نوسان‌ساز حلقوی استفاده شده است؛ به طوری که مرتبه ضرب فرکانسی وابسته به تعداد فازهای نوسان‌ساز حلقوی دوم و مدار ترکیب‌کننده لبه است. فرستنده پیشنهاد شده در این مقاله، فرستنده‌ای مبتنی بر قفل تزریق با هارمونیک فرعی و ضرب فرکانسی است که طراحی و شبیه‌سازی شد. با استفاده از خاصیت قفل تزریق هارمونیک فرعی می‌توان بدون نیاز به مدار ترکیب‌کننده لبه‌ها و افزایش فازهای نوسان‌ساز حلقوی، مرتبه ضرب فرکانسی را افزایش داد. اگرچه مرتبه ضرب فرکانسی در روش پیشنهادی به عدد ۲۴ یا بیشتر نیز قابل افزایش است، یکی از چالش‌های پیش روی این روش مسأله قابلیت اطمینان آن است. چون ممکن است در اثر نوسانات ساخت تکنولوژی و تغییرات دمای محیط اطراف، رفتار مدار در تراشه تغییر یافته و فرکانس نوسان آزاد نوسان‌ساز حلقوی جابه‌جا شود؛ که در این صورت احتمال دارد نوسان‌ساز حلقوی به هارمونیک فرعی نامطلوب قفل شود. برای حل این چالش با اعمال بازخورد به فرستنده از کالیبراسیون خودکار فرکانس استفاده می‌کنیم. از مزیت‌های



شکل (۲۰) - نشست سیگنال خروجی در مدار تطبیق‌کننده امپدانس



شکل (۲۱) - نشست سیگنال خروجی در آنتن با امپدانس معادل ۵۰ اهم



شکل (۲۲) - نویز فازی سیگنال‌های خروجی در هنگام قفل تزریق و نوسان آزاد، نوسان‌ساز حلقوی و مقایسه نویز فاز نوسان‌ساز حلقوی قفل شده به فرکانس مرجع و نویز فاز سیگنال نهایی در خروجی

فرکانس این سیگنال مدوله شده به فرکانس حامل ۴۰۸MHz برسد.

۶- مراجع

- [1] Thomas S.J., Harrison R.R., Leonardo A., Reynolds M.S., A Battery-Free Multichannel Digital Neural/EMG Telemetry System for Flying Insects; Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions, 2012; 6(5): 424-436
- [2] Yeager D., Zhang F., Zarrasvand A., George N.T., Daniel T., Otis B.P., A 9 A, Addressable Gen2 Sensor Tag for Biosignal Acquisition; Solid-State Circuits, IEEE Journal, 2010; 45(10): 2198-2209
- [3] Harrison R.R., Kier R.J., Leonardo A., Fotowat H., Chan R., Gabbiani F., A wireless neural/EMG telemetry system for freely moving insects; Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on , 2010: 2940-2943.
- [4] Holleman J., Zhang F., Otis B., Ultra Low-Power Integrated Circuit Design for Wireless Neural Interface; Springer, 2011.
- [5] Razavi B., RF Microelectronics; 2nd edition, Prentice Hall, 2012
- [6] Bae J., Yan L., Yoo H., A Low Energy Injection-Locked FSK Transceiver With Frequency-to-Amplitude Conversion for Body Sensor Applications; Solid-State Circuits, IEEE Journal of , 2011; 46(4): 928-937.
- [7] Pandey J., Otis B.P., A Sub-100 W MICS/ISM Band Transmitter Based on Injection-Locking and Frequency Multiplication; IEEE J. Solid-State Circuits, 2011; 46(5): 1049-1058.
- [8] Takano K., Motoyoshi M., Fujishima M., 4.8GHz CMOS frequency multiplier with subharmonic pulse-injection locking; Solid-State Circuits Conference, 2007. ASSCC '07. IEEE Asian, 2007: 336-339.
- [9] Xiaolue L., Roychowdhury J., Analytical equations for predicting injection locking in LC and ring oscillators; Custom Integrated Circuits Conference, 2005. Proceedings of the IEEE, 2005: 461-464.
- [10] Sakurai T., Newton R., Alpha-power law MOSFET model and its applications to CMOS inverter delay and other formulas; IEEE J. Solid-State Circuits, 1990; 25(2): 584-594.
- [11] Otis B., Ultra-low power wireless technologies for sensor networks. Ph. D. thesis, University of California, Berkeley, Apr 2005
- [12] Bohorquez J., Chandrakasan A., Dawson J., A 350 W CMOSMSK transmitter and 400 W OOK super regenerative receiver for medical implant communications; IEEE J. Solid-State Circuits, 2009; 44(4): 1248-1259.
- [13] Rai S., Holleman J., Pandey J., Zhang F., Otis B., A 500 W neural tag with 2 AFE and frequency-multiplying MICS/ISM FSK

روش پیشنهادی قابلیت کالیبراسیون خودکار آن است در صورتی که در مرجع [۷] این امکان وجود ندارد و تنها کالیبراسیون دستی قابل اعمال است.

در مجموع فرستنده پیشنهادی با بهره بردن از دو روش قفل تزریق با هارمونیک فرعی و ضرب فرکانسی، توان مصرفی مجموعه فرستنده در مقایسه با مطالعات [۱۲] و [۱۳] کاهش داده شده است. جدول (۱) مقایسه‌ای از عملکرد فرستنده را با فرستنده‌های مراجع [۷]، [۱۲]، [۱۳] نشان می‌دهد.

جدول (۱) - مقایسه عملکرد فرستنده پیشنهادی

مراجع	این پژوهش	[۷]	[۱۲]	[۱۳]
توان مصرفی	۱۴۴uw	۹۰uw	۳۵۰uw	۵۰۰uw
فرکانس حامل	۴۰۸- ۴۰۸/۲۴ MHz	۴۰۰- ۴۰۰/۱۸ MHz	۳۹۱- ۴۱۵ MHz	۴۰۲- ۴۰۵ MHz
مدولاسیون	BFSK	BFSK	MSK	BFSK
نویز فاز در آفست 1 MHz	-۱۱۷ dBc	-۱۰۲dBc	-	-
توان ارسالی	-۱۶/۷dBm	-۱۷dBm	-	-۱۶dBm
تکنولوژی	۱۳۰nm	۱۳۰nm	۹۰nm	۱۳۰nm
منبع تغذیه	۱۷	۱۷	۰/۷۷	۱۷
سلف	خارج تراشه با Q برابر ۳۸۴	خارج تراشه با Q نامعلوم	خارج تراشه با Q نامعلوم	خارج تراشه با Q نامعلوم

۵- نتیجه گیری

با پیشرفت‌های اخیر در زمینه زیست پزشکی، نیاز به فرستنده و گیرنده‌های کم توان برای گره‌های حسگری بی‌سیم رو به افزایش است. بنابراین به منظور تحقق این نیاز فرستنده کم‌توان با توان مصرفی ۱۴۴μW برای گره‌های حسگری بی‌سیم قابل کاشت در بدن یا پوشیدنی، طراحی و شبیه‌سازی شد. با بهره‌گیری از چندین روش توان مصرفی بخش فرستنده کاهش یافته است. مدولاسیون داده در فرکانس مرجع برابر ۳۴MHz انجام شد. برای افزایش فرکانس سیگنال مدوله شده در فرکانس مرجع از ویژگی ضرب فرکانسی استفاده شده تا

- [16] Chen Z., Cheng K.W., Zheng Y., Je M., A 3.4-mW 54.24-Mbps burst-mode injection-locked CMOS FSK transmitter; Solid State Circuits Conference (A-SSCC), 2011 IEEE Asian, 2011: 289-292.
- [17] Lee J., Huaide W., Study of Subharmonically Injection-Locked PLLs; Solid-State Circuits, IEEE Journal, 2009; 44(5): 1539-1553.
- [18] Vittoz E.A., Degrauwe M.G.R., Bitz S., High-performance crystal oscillator circuits: theory and application; Solid-State Circuits, IEEE Journal, 1988; 23(3): 774-783.
- transmitter; in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig Tech. Papers, 2009.
- [14] Liu Y., Lin T., A Wideband PLL-Based G/FSK Transmitter in 0.18 μm CMOS; Solid-State Circuits, IEEE Journal, 2009; 44(9): 2452-2462.
- [15] Masuch J., Delgado-Restituto M., A Sub-10 nJ/b 1.9-dBm Output Power FSK Transmitter for Body Area Network Applications; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, 2012; 60(5): 1413-1423.