

تحلیل و طراحی سنتزکننده فرکانس بر پایه ساختار حلقه قفل فاز نوع سوم برای سیستم های رادار موج پیوسته با مدولاسیون فرکانس

علی علایی صلوات^۱، سعید سعیدی^۲

^۱دانش آموخته مقطع کارشناسی ارشد الکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس
^۲(نویسنده مسئول) استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، نشانی پست الکترونیک: saeed.saeedi@modares.ac.ir

چکیده

در این مقاله، پیشنهاد به کارگیری حلقه قفل فاز نوع سوم در سنتزکننده های فرکانس عدد کسری برای سیستم رادار موج پیوسته با مدولاسیون فرکانس مطرح می شود. تحلیل حلقه قفل فاز نوع سوم و مقایسه آن با حلقه قفل فاز متداول نوع دوم نشان می دهد که این ساختار تغییرات فرکانس خطی در سیستم رادار موج پیوسته را با دقت بیشتری دنبال می کند و خطای فاز ماندگار در آن، برخلاف حلقه قفل فاز نوع دوم، به طور مستقل از پهنای باند حلقه و یا شیب تغییرات فرکانس خروجی، به صفر می رسد. با توجه به شرایط پایداری، توان مصرفی، نویز فاز خروجی و دقت مورد نیاز برای مدولاسیون فرکانس، روند طراحی سنتزکننده فرکانس مبتنی بر حلقه قفل فاز نوع سوم در این مقاله بیان شده و بر مبنای آن، یک سنتزکننده فرکانس عدد کسری به همراه مدولاتور دلتا-سیگما جهت اعمال مدولاسیون مثلثی در فرکانس مرکزی ۱۰ گیگاهرتز با شیب تغییرات فرکانس ۲ مگاهرتز بر میکروثانه طراحی می شود. شبیه سازی مدار طراحی شده در فناوری ۰/۱۸ میکرومتر سی ماس، کاهش ۳۴ درصدی خطای فرکانس خروجی را نسبت به طراحی با ساختار حلقه قفل فاز نوع دوم، در توان مصرفی یکسان، نشان می دهد.

کلیدواژه

رادار موج پیوسته با مدولاسیون فرکانس، سنتزکننده فرکانس عدد کسری، حلقه قفل فاز نوع سوم، فیلتر حلقه، مدولاتور دلتا-سیگما

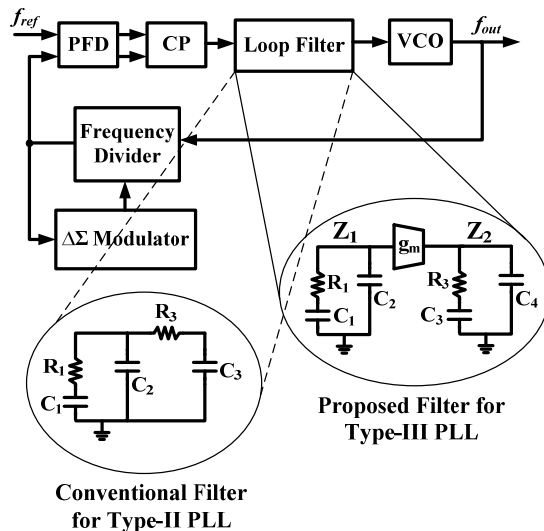
مقدمه

مصرف می کنند. همچنین قابلیت مجتمع سازی این رادارها نسبت به رادارهای پالسی بیشتر است [۶-۷]. بخش اصلی سیستم رادار FMCW یک سنتز کننده فرکانس است که سیگنال ارسالی با مدولاسیون فرکانس مثلثی را تولید می کند. در این نوع مدولاسیون، فرکانس از یک مقدار حداقل تا یک مقدار حداکثر به صورت پیوسته تغییر کرده و مجدداً به مقدار حداقل برمی گردد. کارایی رادار به میزان خطسانی^۲ سیگنال مثلثی مدوله کننده فرکانس، نویز فاز سنتز کننده و پهنای باند مدولاسیون فرکانس، یعنی اختلاف بین فرکانس حداقل و حداکثر، بستگی دارد [۸-۹]. برای سنتز کننده فرکانس FMCW، دو ساختار وجود دارد. یک ساختار مبتنی بر سنتزکننده فرکانس دیجیتال مستقیم^۳ است که در آن، یک سیگنال مرجع فرکانس پایین با مدولاسیون فرکانس مثلثی توسط یک پردازشگر دیجیتال تولید می شود.

رادارهای موج پیوسته با مدولاسیون فرکانس^۱ کاربردهای متنوعی در صنایع مختلف مانند صنعت خودرو و صنعت پتروشیمی دارند. در صنعت خودرو از این رادارها برای آشکارسازی فاصله و سرعت موانع ثابت و متحرک به منظور افزایش ایمنی استفاده می شود [۱-۳]. در صنعت پتروشیمی، رادار FMCW برای اندازه گیری سطح مایعات در مخازن به کارگرفته می شود [۴-۵]. در این نوع رادار، یک سیگنال پیوسته که فرکانس آن با زمان تغییر می کند به سمت هدف ارسال شده و با انجام پردازش دیجیتال بر روی سیگنال برگشتی، فاصله و سرعت هدف آشکار می شود. در مقایسه بارادارهای پالسی، که با اندازه گیری و پردازش زمان رفت و برگشت یک پالس از هدف آشکارسازی را انجام می دهند، رادارهای FMCW قدرت تفکیک بالاتری دارند و توان کمتری

^۲ Linearity
^۳ Direct Digital Frequency Synthesizer (DDFS)

^۱ Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW)



شکل ۱. ساختار سنتزکننده فرکانس FMCW برپایه PLL متداول نوع دوم و PLL پیشنهادی نوع سوم

در ادامه و بر اساس روند طراحی ارائه شده، یک سنتزکننده فرکانس ۱۰ گیگاهرتز با ساختار PLL نوع سوم در فناوری CMOS طراحی شده و نتایج شبیه سازی آن ارائه می شود. برای به دست آوردن مشخصه مدولاسیون فرکانس در خروجی این مدار، از معماری سنتز کننده فرکانس عدد کسری با مدولاتور دلتا-سیگما استفاده می شود. بخش پایانی به مقایسه نتایج شبیه سازی مدار طراحی شده با سنتزکننده های فرکانس FMCW با ساختار PLL نوع دوم متداول و جمع بندی نتایج حاصل از به کارگیری راهکار پیشنهادی برای کاهش خطای فرکانسی در سیستم FMCW اختصاص دارد.

تحلیل حلقه قفل فاز نوع سوم برای سنتزکننده فرکانس FMCW

ساختار PLL عدد کسری با مدولاتور دلتا-سیگما برای تولید سیگنال FMCW در شکل ۱ نشان داده شده است. در این ساختار، یک نوسان ساز کنترل شونده با ولتاژ^{۱۰} سیگنال خروجی مورد نظر با مدولاسیون مثلثی فرکانس را تولید می کند. ولتاژ کنترلی مورد نیاز VCO برای تولید سیگنال FMCW با به کارگیری مدار فیدبک PLL، که شامل مدارهای تقسیم کننده فرکانس^{۱۱}، مدولاتور دلتا-سیگما، آشکار ساز فاز و فرکانس^{۱۲}، مدار پمپ بار^{۱۳} و فیلتر حلقه^{۱۴} است، به دست می آید.

این سیگنال مرجع به یک حلقه قفل فاز^۴ با تقسیم کننده فرکانس عدد صحیح اعمال می شود تا مضرب فرکانسی آن در خروجی PLL به دست آید. با این کار، سیگنال فرکانس بالای مدوله شده با موج مثلثی فرکانس تولید می شود^[۱۰]. اشکال این روش توان مصرفی بالای بخش DDFS است. برای کاهش توان مصرفی می توان از ساختار سنتزکننده فرکانس عدد کسری^۵ استفاده کرد^[۱۱-۱۲]. در این ساختار، سیگنال مرجع ورودی PLL ثابت بوده و مدولاسیون مثلثی فرکانس با تغییر عدد تقسیم تقسیم کننده فرکانس به دست می آید. برای افزایش دقت فرکانسی سیگنال خروجی، عدد تقسیم فرکانس توسط یک مدولاتور دلتا-سیگمای^۶ دیجیتال تعیین می شود. عدد تقسیم به گونه ای بازمان تغییر می کند که مدولاسیون فرکانس مثلثی در خروجی سنتزکننده تولید شود.

در هردوساختاری که برای تولید سیگنال FMCW برپایه PLL مطرح شد، به کارگیری حلقه نوع دوم محدودیتهایی را از نظر دنبال کردن تغییرات فرکانس مثلثی ایجاد می کند. در PLL نوع دوم، فیلتر حلقه به گونه ای انتخاب می شود که تابع تبدیل حلقه باز دارای دو قطب در مبدا باشد. در این مقاله نشان داده می شود که این کار خطای سیگنال FMCW را نسبت به سیگنال مثلثی ایده آل افزایش می دهد. برای کاهش این خطا، در مقالات معمولا پهنای باند حلقه بسیار بزرگتر از نرخ تغییرات فرکانس انتخاب می شود تا حلقه بتواند شیب فرکانس^۷ را دنبال کند^[۱۲].

برای غلبه بر محدودیتهای PLL نوع دوم، می توان از PLL نوع سوم که در ادبیات موضوع، برای کاهش جیتر خروجی PLL^[۱۳]، کاهش زمان نشست^۸ آن^[۱۴] و یا در سیستمهای کنترلی الکترونیک قدرت^[۱۵] به کار گرفته شده است، استفاده کرد. در این مقاله به کارگیری PLL نوع سوم برای سنتزکننده فرکانس رادار FMCW در تکنولوژی سی ماس^۹ پیشنهاد می شود که با ایجاد یک درجه آزادی در طراحی و کاهش محدودیت در انتخاب پهنای باند حلقه، شیب فرکانس را دنبال کرده و خطای فاز ورودی PLL و خطای فرکانس را کاهش می دهد. برای اثبات کارایی ساختار پیشنهادی، ابتدا تحلیل ساختار PLL نوع سوم برای سیستم FMCW و مقایسه آن با ساختار PLL نوع دوم مطرح می شود. در این تحلیل، روند طراحی و نحوه انتخاب پارامترهای حلقه نوع سوم برای پایدارسازی با در نظر گرفتن نویز فاز خروجی بیان می شود.

۱۰	Voltage Controlled Oscillator (VCO)
۱۱	Frequency Divider
۱۲	Phase-Frequency Detector (PFD)
۱۳	Charge Pump (CP)
۱۴	Loop Filter

۴	Phase Locked Loop (PLL)
۵	Fractional-N Frequency Synthesizer
۶	ΔΣ Modulator
۷	Frequency Ramp
۸	Settling Time
۹	Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS)

تأثیر مدارهای PFD و CP بر کیفیت سیگنال خروجی را نیز تعیین می کند. وجود خطای فاز در ورودی حلقه باعث افزایش اثر نویز این مدارها بر فاز سیگنال خروجی می شود. علاوه بر این، در صورتی که این خطا در حالت ماندگار^{۱۶} صفر نشود، مدار CP به طور پیوسته به فیلتر حلقه جریان تزریق می کند و باعث افزایش خطای فرکانسی سیگنال خروجی به دلیل یکسان نبودن جریان های بالا و پایین^{۱۷} پمپ بار می شود.

با توجه به شکل ۲، تابع تبدیل خطای فاز در ورودی حلقه نسبت به فاز اضافی سیگنال ورودی حلقه برابر است با:

$$\frac{\theta_e(s)}{\theta_{in}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{I}{2\pi N_0} \frac{K_{VCO} Z(s)}{s}} \quad (2)$$

در صورتی که در سنتزکننده فرکانس FMCW، تغییرات فرکانس به صورت یک شیب بالارونده و یا پایین رونده خطی با زمان با ضریب α فرض شود، خطای فاز در حالت ماندگار به صورت زیر به دست می آید:

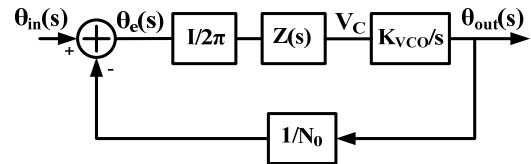
$$\Delta f_{in}(t) = atu(t) \Rightarrow \theta_{in}(s) = \frac{\alpha}{s^3}$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \theta_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{\alpha}{s^2}}{1 + \frac{I}{2\pi N_0} \frac{K_{VCO} Z(s)}{s}} \quad (3)$$

در این رابطه $u(t)$ تابع پله واحد^{۱۸} است که در زمان $t=0$ به سیستم اعمال می شود. در ادامه و براساس رابطه (۳)، خطای فاز حالت ماندگار برای PLL نوع دوم و سوم بررسی شده و مزیت PLL نوع سوم، از نظر قابلیت کاهش این خطا در حالت تولید سیگنال FMCW در خروجی و ایجاد درجه آزادی در طراحی، نشان داده می شود.

تحلیل PLL نوع دوم

مطابق شکل ۱، در ساختار PLL نوع دوم متداول، مقاومت R_1 و خازن C_1 یک قطب در مبدا و یک صفر ایجاد می کنند [۱۶] که با وجود قطب ناشی از مدل VCO، تابع تبدیل حلقه باز PLL دارای دو قطب در مبدا است. خازن C_2 به همراه ترکیب R_3 و C_3 نیز قطبهای اضافی در فرکانسهای بالاتر از پهنای باند حلقه ایجاد می کنند تا اثر نامطلوب سیگنال مرجع و هارمونیکهای آن را بر ولتاژ کنترلی VCO و خلوص طیف خروجی، کاهش دهند. امیدانس $Z(s)$ و تابع تبدیل حلقه باز در این حالت برابر است با:



شکل ۲. مدل خطی PLL

برای تحلیل ساختارهای PLL نوع دوم متداول و PLL نوع سوم پیشنهادی برای سیستم FMCW، که در شکل ۱ نشان داده شده اند، می توان از یک مدل خطی مرسوم حلقه های قفل فاز مطابق شکل ۲ استفاده کرد [۱۶]. در این مدل، فاز اضافی^{۱۵} سیگنال خروجی PLL، θ_{out} ، برحسب فاز اضافی سیگنال مرجع ورودی، θ_{in} ، مشخص می شود. مدارهای PFD و CP با یک تابع تبدیل از اختلاف فاز بین سیگنال خروجی تقسیم کننده فرکانس و سیگنال مرجع به جریان خروجی CP، I ، مدل شده اند. جریان خروجی مدار CP به امیدانس فیلتر حلقه ($Z(s)$ در شکل ۲) اعمال شده و ولتاژ حاصل (V_c در شکل ۲)، فاز و فرکانس مدار VCO را تعیین می کند. تابع تبدیل از ولتاژ کنترلی به فاز اضافی VCO نیز به صورت یک انتگرالگیر مدل شده است که در آن، K_{VCO} شیب تغییرات فرکانس خروجی VCO برحسب ولتاژ کنترلی است. همانطور که در مقدمه گفته شد، در سنتز کننده فرکانس FMCW با ساختار عددکسری، فرکانس مرجع ورودی، f_{ref} ، ثابت بوده و شیب بالارونده و پایین رونده فرکانس خروجی با تغییر عدد تقسیم تقسیم کننده فرکانس از مقدار نامی N_0 به دست می آید. برای به دست آوردن دینامیک تغییرات فرکانس خروجی PLL در این حالت، می توان تغییر عدد تقسیم به اندازه ΔN حول N_0 را معادل با تغییر فرکانس ورودی به اندازه $\Delta f_{in} = \Delta N \times f_{ref} / N_0$ نسبت به مقدار نامی f_{ref} در نظر گرفت [۱۷]. بنابراین با توجه به مدل خطی شکل ۲، می توان تابع تبدیل تغییرات فرکانس خروجی PLL، Δf_{out} ، برحسب Δf_{in} را به صورت زیر نوشت:

$$\frac{\Delta f_{out}(s)}{\Delta f_{in}(s)} = \frac{\frac{I}{2\pi} \frac{K_{VCO} Z(s)}{s}}{1 + \frac{I}{2\pi N_0} \frac{K_{VCO} Z(s)}{s}} \quad (1)$$

در سنتز کننده فرکانس FMCW علاوه بر نحوه تغییرات فرکانس خروجی با زمان، میزان خطای فاز در ورودی حلقه، θ_e ، یعنی اختلاف فاز بین سیگنال ورودی حلقه و سیگنال خروجی تقسیم کننده فرکانس، در حالت تغییر فرکانس با مدولاسیون مثلثی، نیز اهمیت دارد. هرچه این خطای فاز کمتر باشد، قابلیت دنبال کردن تغییرات فرکانس مورد نظر توسط سنتز کننده بیشتر است. همچنین، خطای فاز در ورودی حلقه میزان

^{۱۶} Steady state

^{۱۷} Up and Down Currents

^{۱۸} Unit Step

^{۱۵} Excess Phase

تحلیل PLL نوع سوم و روند طراحی آن برای

سنتزکننده فرکانس FMCW

در ساختار PLL نوع سوم پیشنهادی برای سیستم FMCW، امپدانس حاصل از المانهای R_1 ، C_1 و C_2 و امپدانس حاصل از المانهای R_3 ، C_3 و C_4 در شکل ۱، هریک، یک قطب در مبدا ایجاد می کنند. ترانساینپی g_m قرار گرفته بین دو امپدانس باعث ضرب تابع تبدیل آنها شده و در مجموع، این فیلتر دو قطب در مبدا ایجاد می کند. مطابق شکل ۱، امپدانس $Z(s)$ و تابع تبدیل حلقه باز این PLL برابر است با:

$$Z(s) = g_m Z_1(s) Z_2(s)$$

$$Z_1(s) = \frac{a}{a+1} \frac{1}{C_1 s} \frac{\tau_1 s + 1}{\frac{\tau_1 s}{a+1} + 1}, \quad Z_2(s) = \frac{b}{b+1} \frac{1}{C_3 s} \frac{d\tau_1 s + 1}{\frac{d\tau_1 s}{b+1} + 1}$$

$$a = \frac{C_1}{C_2}, b = \frac{C_3}{C_4}, \tau_1 = R_1 C_1, \tau_3 = R_3 C_3, d = \frac{\tau_3}{\tau_1}$$

$$\text{loop gain} = \frac{IK_{VCO}}{2\pi N_0 s} Z(s) \quad (A)$$

بنابراین با در نظر گرفتن قطب ناشی از مدل VCO، تابع تبدیل حلقه باز PLL سه قطب در مبدا دارد. با توجه به رابطه (۳) در این حالت مشخص است که خطای فاز حالت ماندگار، در صورت تغییرات فرکانس به صورت خطی در سیستم FMCW، بدون وابستگی به پارامترهای حلقه و یا شیب تغییرات فرکانس، به سمت صفر میل می کند:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \theta_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{\alpha}{s^2}}{1 + \frac{IK_{VCO} Z(s)}{2\pi N_0}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{\alpha}{s^2} \times C_3 C_1 s^3}{C_3 C_1 s^3 + \frac{IK_{VCO}}{2\pi N_0} \left[g_m \frac{a}{a+1} \frac{\tau_1 s + 1}{\frac{\tau_1 s}{a+1} + 1} \frac{b}{b+1} \frac{d\tau_1 s + 1}{\frac{d\tau_1 s}{b+1} + 1} \right]} = 0 \quad (9)$$

در نتیجه، استفاده از PLL نوع سوم یک درجه آزادی به طراحی اضافه می کند به گونه ای که می توان فرکانس بهره واحد حلقه را بدون محدودیت ناشی از خطای فاز ماندگار و براساس سایر پارامترهای مورد نظر، مانند میزان کاهش نویز فاز فرکانس مرجع ورودی و اندازه و بازه زمانی تغییر فرکانس خروجی، تعیین کرد.

طراحی PLL نوع سوم باید با توجه به پایداری حلقه و حاشیه فاز مورد نظر تعیین شود. با توجه به رابطه (۸)، حاشیه فاز حلقه را می توان به دست آورد:

$$PM = \tan^{-1}(\omega_c \tau_1) + \tan^{-1}(d\omega_c \tau_1) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c \tau_1}{a+1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{d\omega_c \tau_1}{b+1}\right) - 90 \quad (10)$$

$$Z(s) = \frac{\tau_1 s + 1}{s c_1 (a(\tau_1 s)^2 + b\tau_1 s + c)}$$

$$a = \frac{\tau_3}{\tau_1} \frac{c_2}{c_1}, b = \frac{\tau_3}{\tau_1} \frac{c_2}{c_1} + \frac{\tau_3}{\tau_1} + \frac{c_2}{c_1} + \frac{c_3}{c_1}, c = 1 + \frac{c_2}{c_1} + \frac{c_3}{c_1} \quad (4)$$

$$\text{loop gain} = \frac{IK_{VCO}}{2\pi N_0 s} Z(s)$$

در این رابطه، τ_1 و τ_3 به ترتیب برابر $R_1 C_1$ و $R_3 C_3$ است. اگر ω_c پهنای باند بهره واحد حلقه باشد، حاشیه فاز^{۱۹} حلقه از رابطه (۵) به دست می آید:

$$PM = \tan^{-1}(\omega_c \tau_1) - \tan^{-1}\left(\frac{b\omega_c \tau_1}{c - a(\omega_c \tau_1)^2}\right) \quad (5)$$

با مشتق گیری از رابطه (۵) نسبت به ω_c ، نشان داده می شود که برای به دست آوردن حداکثر حاشیه فاز، باید روابط زیر بین پارامترهای حلقه برقرار باشد:

$$\omega_c \tau_1 =$$

$$\sqrt{\frac{2ac+ab+bc-b^2}{2(a^2-ab)} + \sqrt{\left(\frac{2ac+ab+bc-b^2}{2(a^2-ab)}\right)^2 - \frac{(c^2-bc)}{(a^2-ab)}}}$$

$$\frac{IK_{VCO}}{2\pi N_0} P = cc_1 \omega_c^2$$

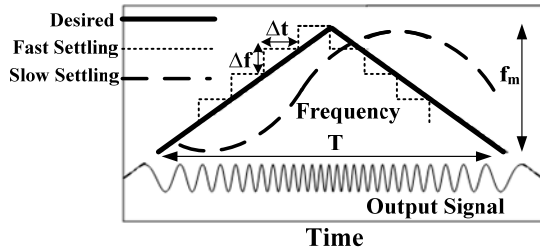
$$P = c \sqrt{\frac{1+(\omega_c \tau_1)^2}{(b\omega_c \tau_1)^2 + (c - a(\omega_c \tau_1)^2)^2}} \quad (6)$$

حال با توجه به روابط (۳) و (۶)، می توان خطای فاز حالت ماندگار را در PLL نوع دوم به دست آورد:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \frac{\alpha P}{\omega_c^2} \quad (7)$$

رابطه (۷) محدودیت PLL نوع دوم را در دنبال کردن تغییرات سیگنال FMCW نشان می دهد. همانطور که از این رابطه مشخص است، خطای فاز حالت ماندگار، در صورت تغییرات فرکانس به صورت خطی، با فرکانس بهره واحد حلقه نسبت معکوس دارد. برای کاهش این خطا باید فرکانس بهره واحد حلقه از حدی بزرگتر انتخاب شود ولی این کار قابلیت فیلتر کردن نویز فاز سیگنال مرجع ورودی را محدود می کند زیرا نویز فاز مرجع ورودی با یک تابع تبدیل پایین گذر^{۲۰} که فرکانس قطع آن تقریباً با فرکانس بهره واحد حلقه برابر است، در خروجی حلقه ظاهر می شود. همچنین رابطه (۷) نشان می دهد که خطای فاز حالت ماندگار با شیب تغییرات فرکانس نسبت مستقیم دارد و در صورتی که در سیستم FMCW، شیب تغییرات فرکانس مورد نیاز زیاد باشد، خطای فاز حالت ماندگار نیز به همان نسبت زیاد می شود.

^{۱۹} Phase Margin (PM)
^{۲۰} Low-pass Filter



شکل ۳. تغییرات زمانی فرکانس خروجی سنتز کننده فرکانس FMCW

در پیاده سازی سنتز کننده کسری با مدولاتور دلتا-سیگما، دقت مدولاتور گام تغییر فرکانس Δf ، Δt ، را تعیین می کند. در صورتی که تعداد بیت های مدولاتور برابر k باشد، مدولاتور می تواند گام های فرکانسی بزرگتر از $f_{ref}/2^k$ تولید کند. مطابق شکل ۳، گام Δf در بازه زمانی Δt توسط مدولاتور ایجاد می شود. برای اینکه خروجی سنتز کننده فرکانس FMCW با دقت بالا بتواند شیب بالارونده و پایین رونده تغییرات فرکانس را دنبال کند، باید پهنای باند حلقه در محدوده تعریف شده در زیر قرار داشته باشد [۱۰-۱۲]:

$$\frac{1}{T} < \frac{\omega_c}{2\pi} < \frac{1}{\Delta t} \quad (13)$$

حداقلی تعیین شده در رابطه (۱۳)، از تغییرات بسیار سریع فرکانس خروجی که باعث تبدیل شدن تغییرات فرکانس به یک شکل موج پله ای می شود، جلوگیری می کند. مطابق شکل ۳، در صورتی که نشست حلقه سریع باشد و زمان نشست حلقه نسبت به زمان Δt کم باشد، تغییرات خطی مورد نظر در فرکانس خروجی ایجاد نشده و تغییرات خروجی به شکل پله ای در می آید. از طرف دیگر، باید پهنای باند حلقه مطابق رابطه (۱۳) از نرخ تغییرات فرکانس سیگنال FMCW بیشتر باشد تا تغییرات مثلثی در زمان تغییر از شیب بالارونده به پایین رونده دنبال شود. در صورتی که PLL کند باشد و پهنای باند حلقه بسیار کم باشد، تغییرات فرکانس به جای مثلثی شبیه سینوسی خواهد شد.

ت- در این مرحله با انتخاب اندازه خازن های C_1 و C_3 ، از روی رابطه (۱۲) مقادیر جریان مدار پمپ بار، I ، و ترانس انایی g_m به دست می آید. با این کار و از روی نسبت های a ، b ، d ، τ_1 و τ_3 تعیین شده در مراحل قبل، بقیه المان های فیلتر حلقه شامل مقاومت های R_1 و R_3 و خازن های C_2 و C_4 نیز مشخص می شود.

با مشتق گیری از رابطه (۱۰) نسبت به ω_c ، نشان داده می شود که برای به دست آوردن حداکثر حاشیه فاز، باید روابط (۱۱) و (۱۲) بین پارامتر های حلقه برقرار باشد:

$$\frac{\partial P_M}{\partial \omega_c} = 0 \Rightarrow$$

$$M(\omega_c \tau_1)^6 + Q(\omega_c \tau_1)^4 + U(\omega_c \tau_1)^2 + Y = 0$$

$$M = [(a+1)d^2 + d(b+1)]d^2 - d^3(d+1)$$

$$Q = [(a+1)d^2 + d(b+1)](d^2 + 1) + d^2(a+1)(b+1)[b + 1 + d(a+1)] - [(b+1)^2 + d^2(a+1)^2]d(d+1) - d^2(d+1)$$

$$U = [(a+1)d^2 + d(b+1)] + (d^2 + 1)(a+1)(b+1)[b + 1 + d(a+1)] - (a+1)^2(b+1)^2d(d+1) - (d + 1)[(b+1)^2 + d^2(a+1)^2]$$

$$Y = (a+1)(b+1)[b + 1 + d(a+1)] - (d+1)(a+1)^2(b+1)^2 \quad (11)$$

$$\frac{IK_{VCO}}{2\pi N_0} abg_m = \omega_c^3 C_1 C_3 \frac{\sqrt{[(a+1)^2 + (\omega_c \tau_1)^2][(b+1)^2 + d^2(\omega_c \tau_1)^2]}}{\sqrt{(1 + (\omega_c \tau_1)^2)(1 + d^2(\omega_c \tau_1)^2)}} \quad (12)$$

با توجه به روابط به دست آمده، می توان روند طراحی حلقه قفل فاز نوع سوم را برای به کارگیری در بخش سنتز کننده فرکانس FMCW در پنج مرحله "الف تا ث" به شرح زیر بیان کرد:

الف- بر طبق فرکانس خروجی مورد نیاز و فرکانس مرجع PLL، مقدار عدد تقسیم N_0 به دست می آید. همچنین مقدار K_{VCO} را نیز می توان از روی شبیه سازی مدار VCO طراحی شده در فرکانس مورد نظر در یک فناوری ساخت مشخص به دست آورد.

ب- با انتخاب حاشیه فاز مورد نظر برای پایداری حلقه، نسبت های a ، b ، d در رابطه (۸) و نیز مقدار $\omega_c \tau_1$ ، از روی روابط (۱۰) و (۱۱) حاصل می شود.

پ- با انتخاب پهنای باند بهره واحد حلقه، ω_c ، می توان مقادیر τ_1 و τ_3 را نیز با توجه به مقادیر $\omega_c \tau_1$ و d حاصل شده در مرحله ب به دست آورد. همانطور که گفته شد در PLL نوع سوم، انتخاب پهنای باند بهره واحد حلقه بدون محدودیت ناشی از خطای فاز ماندگار و براساس پارامتر های دیگر مانند نحوه تغییرات زمانی فرکانس خروجی تعیین می شود. شکل ۳ تغییرات زمانی فرکانس خروجی سنتز کننده فرکانس FMCW را نشان می دهد. در این شکل، T دوره تناوب تغییر فرکانس مثلثی و f_m دامنه تغییرات فرکانس بین مقادیر حداقل و حداکثر است.

عدد تقسیم فرکانس اثر می گذارد، ثابت می شود که تابع $H_{\Delta\Sigma}(z)$ که این تغییرات عدد تقسیم را به فاز تبدیل می کند، به صورت یک انتگرالگیر است [۱۸-۱۹]:

$$H_{\Delta\Sigma}(z) = \frac{2\pi z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (20)$$

تابع تبدیل نویز فاز $\varphi_{n\Delta\Sigma}$ به نویز فاز خروجی نیز برابر است با:

$$\frac{\theta_{out}}{\varphi_{n\Delta\Sigma}} = \frac{IKVCOZ(s)}{s + \frac{2\pi N_0}{2\pi N_0}} \quad (21)$$

در ادامه و در بخش بعد، طراحی یک سنتزکننده فرکانس FMCW برپایه روند طراحی حلقه قفل فاز نوع سوم ذکر شده در مراحل "الف تا ت" این بخش، مطرح می شود و کارآیی ساختار پیشنهادی مورد بررسی قرار می گیرد.

طراحی سنتزکننده فرکانس FMCW ۱۰ گیگاهرتز با ساختار پیشنهادی

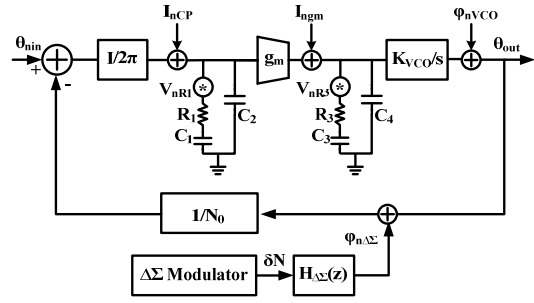
برای اثبات کارآیی ساختار حلقه قفل فاز نوع سوم با مدولاتور دلتا-سیگما برای تولید سیگنال FMCW، طراحی یک نمونه سنتزکننده فرکانس در فرکانس مرکزی ۱۰ گیگاهرتز در فناوری ۰/۱۸ میکرومتر سی ماس با این ساختار، در دو زیربخش طراحی سیستمی و طراحی مداری بیان می شود.

طراحی سیستمی

در این طراحی، محدوده تغییرات فرکانس سیگنال FMCW به اندازه ۲۰۰ مگاهرتز، بین ۱۰ تا ۱۰/۲ گیگاهرتز، مورد نظر است. همانطور که در بخش طراحی مداری مطرح خواهد شد، این مشخصه با یک VCO از نوع سلف-خازن^{۲۲} قابل پیاده سازی است. با توجه به محدوده تغییرات ولتاژ کنترلی VCO در فناوری استفاده شده، بهره K_{VCO} در حدود ۵۰۰ مگاهرتز برولت به دست می آید که محدوده ۲۰۰ مگاهرتزی مورد نظر را با حاشیه فرکانس مطلوب پوشش می دهد. همچنین در صورتی که فرکانس مرجع برابر ۵۰۰ مگاهرتز انتخاب شود، متوسط عدد تقسیم کسری در طراحی سیستمی، N_0 ، برابر ۲۰ در نظر گرفته می شود. مطابق مرحله "ب" در طراحی سیستمی و با توجه به روابط (۱۰) و (۱۱)، در صورت انتخاب مقادیر زیر برای پارامترهای اصلی حلقه نوع سوم، حاشیه فاز ۵۶ درجه به دست می آید:

$$a = 52.9, b = 37.5, d = 0.72, \omega_c \tau_1 = 8 \quad (22)$$

حال مطابق مرحله "پ" باید مقدار پهنای باند حلقه، ω_c ، با توجه به رابطه (۱۳) و براساس مقادیر T ، Δt و f_m در شکل ۳



شکل ۴. مدل خطی PLL نوع سوم برای محاسبه نویز فاز

ث- در این مرحله نویز فاز خروجی PLL ناشی از نویز مقاومتیهای فیلتر حلقه به دست می آید و در صورتی که این نویز در خروجی PLL نویز فاز غالب باشد، می توان به مرحله قبل بازگشت و با افزایش خازنهای C_1 و C_3 ، اندازه مقاومتیهای R_1 و R_3 در فیلتر حلقه را کوچکتر کرد زیرا τ_1 و τ_3 در مرحله "پ" تعیین شده و مقادیر ثابتی هستند. با این کار، نویز فاز خروجی ناشی از نویز مقاومتیهای فیلتر حلقه کمتر می شود. همچنین با افزایش اندازه C_1 و C_3 ، مقادیر I و g_m و در نتیجه توان مصرفی PLL افزایش می یابد. البته در ازای این افزایش توان مصرفی، اثر نویز مدار پمپ بار و ترانسامپایی g_m بر نویز فاز خروجی کمتر می شود. برای به دست آوردن نویز فاز ناشی از نویز المانهای تشکیل دهنده PLL نوع سوم می توان از مدل خطی شکل ۴ استفاده کرد. در این مدل، V_{nR1} ، V_{nR3} ، I_{nCP} و I_{ngm} به ترتیب ولتاژ نویز مقاومتیهای R_1 و R_3 و جریان نویز مدار پمپ بار و ترانسامپایی g_m هستند. θ_{nin} و φ_{nVCO} نیز نویز ناشی از مدار VCO و سیگنال مرجع ورودی است. طبق شکل ۴، تابع تبدیل نویز هر یک از المانها به نویز فاز خروجی برابر است با:

$$\frac{\theta_{out}}{I_{nCP}} = \frac{Z(s)K_{VCO}}{s + \frac{IK_{VCO}Z(s)}{2\pi N_0}} \quad (14)$$

$$\frac{\theta_{out}}{\varphi_{nVCO}} = \frac{s}{s + \frac{IK_{VCO}Z(s)}{2\pi N_0}} \quad (15)$$

$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{nin}} = \frac{IK_{VCO}Z(s)}{s + \frac{IK_{VCO}Z(s)}{2\pi N_0}} \quad (16)$$

$$\frac{\theta_{out}}{I_{ngm}} = \frac{K_{VCO}Z_2(s)}{s + \frac{IK_{VCO}Z(s)}{2\pi N_0}} \quad (17)$$

$$\frac{\theta_{out}}{V_{nR1}} = \frac{K_{VCO}g_m Z_2 C_1 s}{s(R_1 C_1 C_2 s^2 + s(C_1 + C_2)) + \frac{1}{2\pi N_0} K_{VCO} g_m Z_2 (R_1 C_1 s + 1)} \quad (18)$$

$$\frac{\theta_{out}}{V_{nR3}} = \frac{K_{VCO} C_3 s}{s(R_3 C_3 C_4 s^2 + s(C_3 + C_4)) + \frac{1}{2\pi N_0} K_{VCO} g_m Z_1 (R_3 C_3 s + 1)} \quad (19)$$

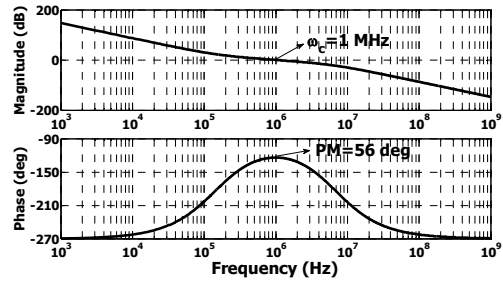
مطابق شکل ۴، نویز شکل دهی شده در خروجی مدولاتور دلتا-سیگما، δN ، با تابع تبدیل $H_{\Delta\Sigma}(z)$ به نویز فاز $\varphi_{n\Delta\Sigma}$ تبدیل شده و توسط تابع تبدیل حلقه به نویز فاز خروجی منتقل می شود. با توجه به اینکه تغییرات δN در خروجی مدولاتور بر روی

با توجه به مقادیر به دست آمده برای پارامترهای حلقه، نمودار بهره و فاز حلقه در شکل ۵ رسم شده است که حاشیه فاز ۵۶ درجه را نشان می دهد. این حاشیه فاز در اثر وجود دو صفر در تابع تبدیل حلقه باز رابطه (۸) به دست آمده است. همچنین، نمودار مکان هندسی ریشه ها برای تابع تبدیل حلقه بسته به ازای تغییرات بهره $K=I_{gm}K_{VCO}$ ، در شکل ۶ رسم شده است. طبق این شکل، در مقادیر کم بهره K در حلقه قفل فاز نوع سوم، دو قطب وارد نیم صفحه راست صفحه مختلط می شوند ولی با افزایش K ، این دو قطب به سمت نیم صفحه چپ متمایل شده و سیستم پایدار می شود.

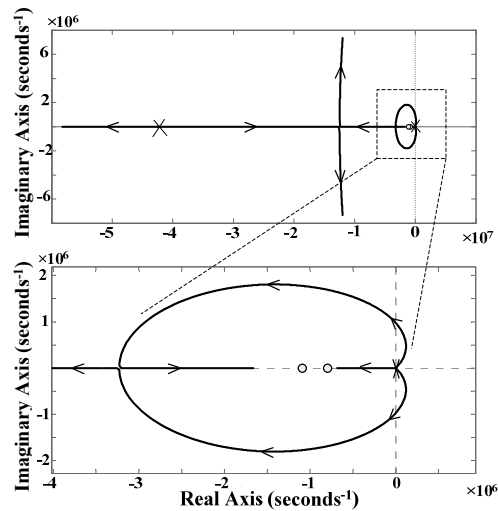
بر اساس مقادیر به دست آمده برای پارامترهای حلقه، در زیربخش بعد، طراحی مدار VCO ، CP ، PFD ، مدار ترانسایبی g_m و نیز مدار تقسیم کننده فرکانس به همراه مدولاتور دلتا-سیگما برای سنتزکننده فرکانس $FMCW$ با ساختار حلقه قفل فاز نوع سوم بیان شده و نویز این المانها از شبیه سازی مداری استخراج می شود تا طبق مرحله "ث" از روند طراحی بیان شده، در بخش بعد، نویز فاز خروجی حلقه به دست آید.

طراحی مداری

شکل ۷ مدار $LC VCO$ طراحی شده را به همراه مقادیر المانها و پارامترهای آن نشان می دهد. در این مدار از یک زوج ترانزیستور NMOS به صورت ضریبی کوپل شده 23 ، برای تأمین فیدبک مثبت مورد نیاز استفاده شده است. همچنین در مدار تشدید، سلفها و خازن های متغیر با ولتاژ 24 داخل تراشه پروسه $^{18}/0$ میکرومتر به کار گرفته شده است. شکل ۸ نمودار تغییرات فرکانس VCO را به ازای تغییرات ولتاژ کنترلی در گوشه های 25 مختلف پروسه ساخت نشان می دهد. با توجه به این شکل، مدار VCO بازه فرکانسی ۱۰ تا $10/2$ گیگاهرتز را پوشش می دهد. اندازه K_{VCO} نیز در حالت معمول 26 برابر ۵۰۰ مگاهرتز برولت بوده و در حدود ۲۰ درصد در حالت های دیگر تغییر می کند. برای حفظ شرایط دینامیک حلقه و پایداری آن در صورت تغییرات K_{VCO} ، می توان مقدار جریان مدار پمپ بار را متناسب با تغییرات K_{VCO} تغییر داد تا حاصل ضرب آنها تقریباً ثابت بماند [۲۰]. شکل ۹ نویز فاز مدار VCO را در شبیه سازی Spectre-RF با ابزار PSS+PNoise نشان می دهد که از آن در بخش بعد، برای به دست آوردن نویز فاز خروجی سنتز کننده فرکانس استفاده خواهد شد.



شکل ۵. نمودار بهره و فاز حلقه قفل فاز نوع سوم طراحی شده



شکل ۶. نمودار مکان هندسی ریشه ها برای تابع تبدیل حلقه بسته نوع سوم به ازای تغییرات بهره $K=I_{gm}K_{VCO}$

تعیین شود. در این مثال طراحی، مقدار f_m برابر ۲۰۰ مگاهرتز، T برابر ۲۰۰ میکروثانیه و Δt برابر ۱۰۰ نانوثانیه انتخاب شده است، بنابراین:

$$2\pi \times 5kHz < \omega_c < 2\pi \times 10MHz \quad (23)$$

با توجه به رابطه (۲۳)، مقدار ω_c برابر $2\pi \times 1MHz$ انتخاب می شود، در نتیجه مقادیر τ_1 و τ_3 به ترتیب برابر $1/27$ و $0/92$ میکروثانیه خواهد بود. همچنین از روی شکل ۳، مقدار گام تغییر فرکانس، Δf ، در بازه زمانی Δt برابر ۲۰۰ کیلوهرتز به دست می آید که باید از گام فرکانسی که مدولاتور می تواند ایجاد کند، بزرگتر باشد. در صورتی که از یک مدولاتور ۱۶ بیتی در این طرح استفاده شود، مدولاتور می تواند گامهای فرکانسی به اندازه $f_{ref}/2^k = 500MHz/2^{16} \approx 8kHz$ ایجاد کند که به اندازه کافی از ۲۰۰ کیلوهرتز کوچکتر است.

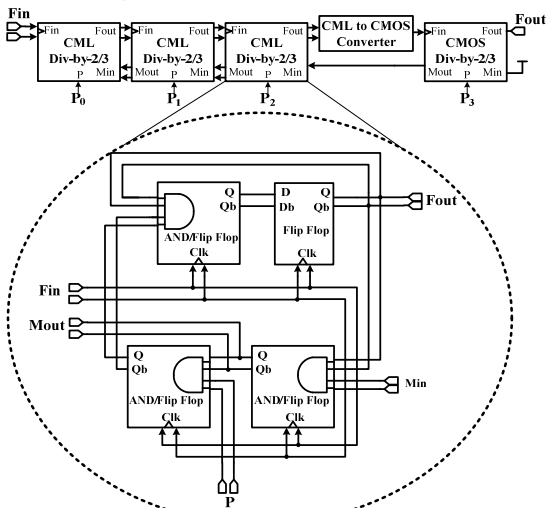
مطابق مرحله "ت"، خازنهای C_1 و C_3 به ترتیب برابر ۲۷۵ و ۴۱۲ پیکوفاراد انتخاب می شود تا مقادیر سایر المانهای حلقه به صورت زیر از روی رابطه (۱۲) به دست آید:

$$(12) \Rightarrow I_{gm} \approx 25 \times 10^{-9} \Rightarrow I = 145\mu A, g_m = 175\mu A/V$$

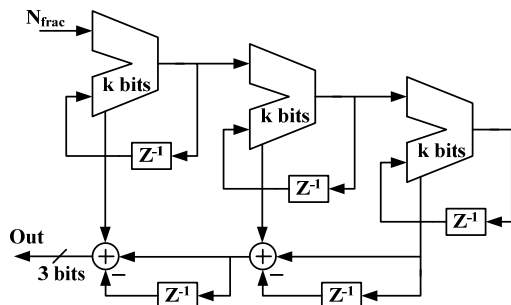
$$C_1 = 275 PF \xrightarrow{a=52.9, \tau_1=1.27\mu s} R_1 = 4.62k\Omega, C_2 = 5.2 pF$$

$$C_3 = 412 PF \xrightarrow{b=37.5, \tau_3=0.92\mu s} R_3 = 2.23k\Omega, C_4 = 11 pF \quad (24)$$

۲۳	Cross Coupled
۲۴	Varactors
۲۵	Process Corners
۲۶	Typical



شکل ۱۰. ساختار تقسیم کننده فرکانس سنتزکننده عدد کسری



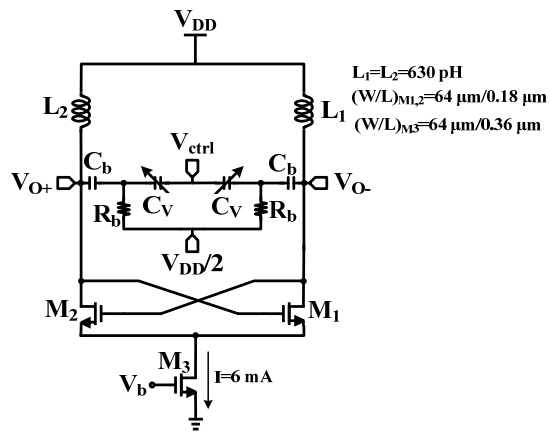
شکل ۱۱. ساختار مدولاتور MASH 1-1-1

MASH 1-1-1^{۲۸} دیجیتال $k=16$ بیتی مطابق شکل ۱۱ استفاده شده است [۱۹]. این مدولاتور از سه مدولاتور درجه یک، شامل انباشتگرهای $16^{۲۹}$ بیتی تشکیل شده است که به صورت پشت سر هم قرار داده شده اند. مزیت مدولاتور MASH، پایداری ذاتی آن است. خروجی این مدولاتور یک عدد سه بیتی است که میانگین آن برابر عدد کسری $p=N_{frac}/2^k$ است و نویز کوانتیزاسیون شکل داده شده به آن اضافه شده است. مشخصه مدولاتور در حوزه تبدیل z از رابطه (۲۶) به دست می آید:

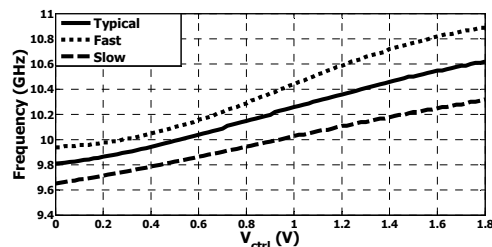
$$Out(z) = p + (1 - z^{-1})^3 E_q(z) \quad (26)$$

در این رابطه، E_q نویز کوانتیزاسیون طبقه سوم است. خروجی مدولاتور به عدد تقسیم $N_0=20$ اضافه می شود و حاصل آن، عدد تقسیم حلقه را به صورت لحظه ای در هر دوره متناوب فرکانس مرجع تعیین می کند به گونه ای که فرکانس خروجی سنتزکننده برابر می شود با:

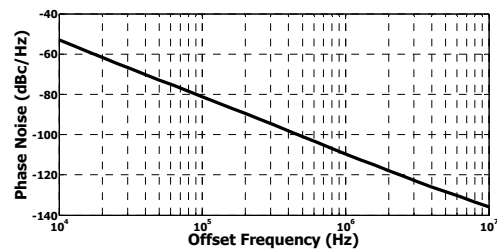
$$f_{out} = \left(N_0 + \frac{N_{frac}}{2^k}\right) f_{ref} \quad (27)$$



شکل ۷. مدار VCO



شکل ۸. نمودار تغییرات فرکانس VCO به ازای تغییرات ولتاژ کنترلی



شکل ۹. نویز فاز مدار VCO

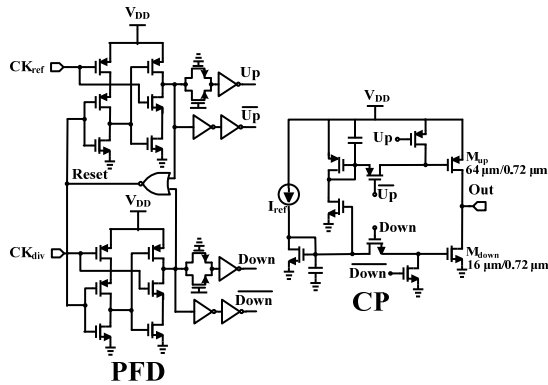
ساختار تقسیم کننده فرکانس سنتزکننده عدد کسری در شکل ۱۰ نشان داده شده است [۱۲] که در آن چهار تقسیم کننده فرکانس بر ۲ یا ۳ به صورت پشت سر هم قرار داده شده اند تا محدوده عدد تقسیم ۱۶ تا ۳۱ را ایجاد کنند. در این حالت عدد تقسیم برحسب سیگنالهای کنترلی P_0 تا P_4 برابر است با:

$$N = 2^4 + P_3 2^3 + P_2 2^2 + P_1 2^1 + P_0 \quad (28)$$

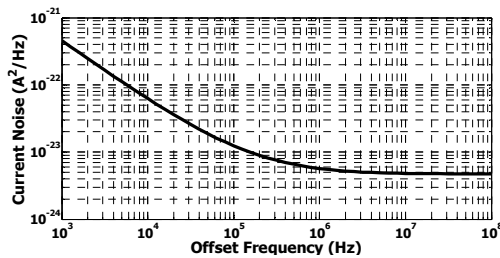
مطابق شکل ۱۰، سه بلوک اول تشکیل دهنده تقسیم کننده با مدارهای حالت جریانی پیاده سازی شده اند [۲۱]. یک مبدل سیگنال حالت جریانی^{۲۷} به CMOS سیگنال لازم برای بلوک آخر را، که با مدار CMOS پیاده سازی شده است، فراهم می کند. بیتهای کنترلی تقسیم کننده توسط مدولاتور دلتا-سیگما تولید می شود تا گام فرکانسی مورد نظر در سیگنال FMCW خروجی ایجاد شود. در این طراحی، از مدولاتور

^{۲۸} Multi-stage noise Shaping Accumulator

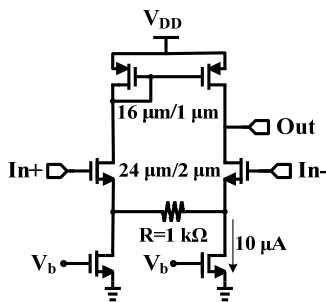
^{۲۷} Current Mode Logic (CML)



شکل ۱۳. مدارهای PFD و CP

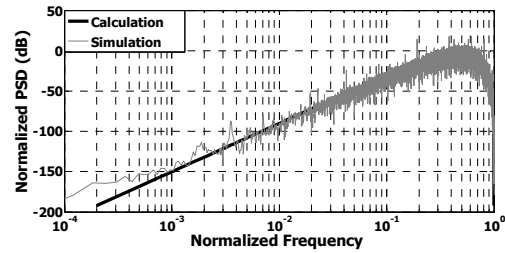


شکل ۱۴. نمودار نویز جریان خروجی مدار CP



شکل ۱۵. مدار ترانسانای gm فیلتر حلقه

سیگنال ولتاژ خروجی مدار پمپ باررا به جریان تبدیل کرده و به مدار با امپدانس Z_2 تزریق می کند تا ولتاژ کنترلی VCO تولید شود. شکل ۱۵ مدار ترانسانای gm فیلتر حلقه رانشان می دهد که از یک زوج دیفرانسیلی به همراه مدار تبهگن سورس^{۲۲} برای افزایش خطسانی ترانسانا تشکیل شده است. در حلقه قفل فاز نوع سوم پیشنهادی، ورودی In+ ترانسانا به سیگنال خروجی مدار پمپ بار متصل شده و ورودی In- آن به یک ولتاژ بایاس وصل می شود. با این کار، در هنگام تغییرات فرکانس سیگنال خروجی سنتزکننده FMCW به صورت مثلثی، ولتاژ خروجی مدار پمپ بار نیز حول ولتاژ بایاس ورودی ترانسانا تغییر می کند. در بخش بعد نشان داده می شود که یکی از مزایای حلقه نوع سوم پیشنهادی نسبت به حلقه نوع دوم این است که در آن، تغییرات ولتاژ خروجی پمپ بار حول ولتاژ بایاس و در نتیجه خطای عدم تطبیق منابع جریان پمپ بار کمتر است.



شکل ۱۲. چگالی طیفی توان نویز کوانتیزاسیون شکل داده شده در خروجی مدولاتور

در سنتز کننده فرکانس کسری FMCW طراحی شده، عدد ۱۶ بیتی ورودی مدولاتور، N_{frac} ، به صورت پله ای در بازه های زمانی $\Delta t=100$ ns و با گامهای معادل $\Delta f=200$ kHz تغییر می کند تا سیگنال با مدولاسیون فرکانس مثلثی در خروجی سنتز کننده تولید شود.

با توجه به معادله (۲۶) و با فرض سفید بودن نویز کوانتیزاسیون E_q ، چگالی طیفی توان نویز کوانتیزاسیون شکل داده شده در خروجی مدولاتور برابر است با:

$$S_{\delta N}(f) = \frac{1}{12f_{ref}} \left(2 \sin \left(\frac{\pi f}{f_{ref}} \right) \right)^6 \quad (28)$$

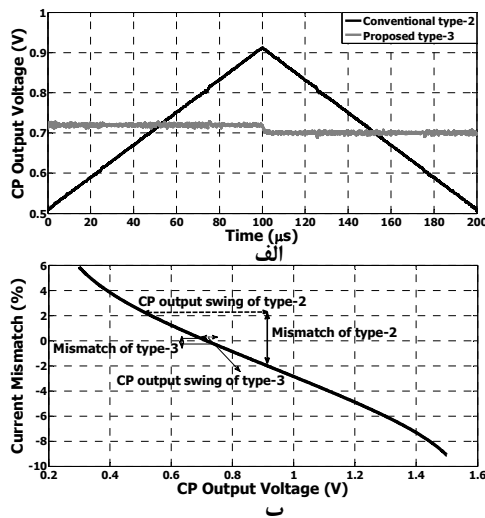
با استفاده از رابطه (۲۸)، چگالی طیفی توان نویز کوانتیزاسیون شکل داده شده در خروجی مدولاتور در شکل ۱۲ نشان داده شده است. در این شکل، چگالی طیفی توان حاصل از شبیه سازی مدولاتور در ابزار MATLAB نیز نشان داده شده است که با نمودار حاصل از رابطه (۲۸) تطابق دارد. برطبق رابطه (۲۸) و با به کارگیری توابع تبدیل (۲۰) و (۲۱)، نویز فاز خروجی سنتزکننده فرکانس ناشی از مدولاتور به دست می آید که در بخش بعد و در نتایج شبیه سازی به آن اشاره خواهد شد.

شکل ۱۳ مدارهای PFD و CP به همراه مقادیر المانهای آنها رانشان می دهد. مدار PFD از دو فلیپ فلاپ با لاجیک TSPC^{۲۰} و مسیر Reset تشکیل شده است [۲۱-۲۳]. میزان تاخیر در مسیر Reset در حدود ۳۰۰ پیکوثانیه است تا از اثرناحیه مرده^{۲۱} جلوگیری شود [۱۹]. در مدار CP دومنبع جریان با سویچ در گیت به کاررفته است که با سیگنالهای خروجی PFD کنترل می شوند [۱۷] و [۲۴]. شکل ۱۴ نمودار نویز جریان خروجی مدار CP را که از شبیه سازی PSS+PNoise با ابزار Spectre-RF در فرکانس مرجع ورودی ۵۰۰ مگاهرتز به دست آمده است، نشان می دهد. در بخش بعد از این نمودار برای به دست آوردن نویز فاز خروجی سنتزکننده براساس رابطه (۱۴) استفاده خواهد شد.

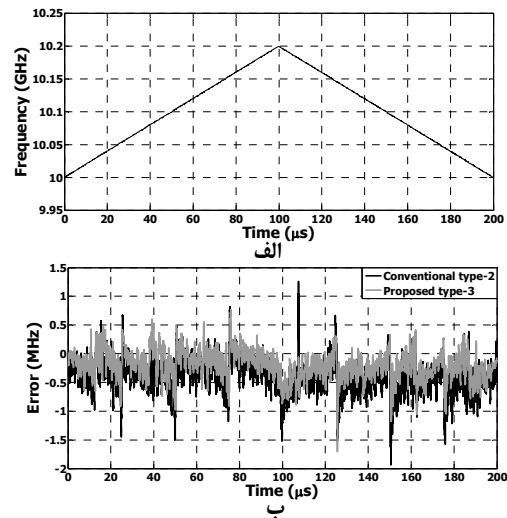
طبق شکل ۱، برای فیلتر حلقه سنتزکننده فرکانس برپایه حلقه قفل فاز نوع سوم، یک مدار ترانسانای gm مورد نیاز است که

۲۲ Source Degeneration

۲۰ True Single-Phase Clocked
۲۱ Dead Zone



شکل ۱۷. الف) نتیجه شبیه سازی زمانی ولتاژ خروجی مدار پمپ بار در حلقه قفل فاز نوع دوم و سوم، ب) میزان عدم تطبیق منابع جریان پمپ بار در حلقه نوع دوم و سوم



شکل ۱۶. الف) نمودار تغییرات فرکانس خروجی سنتز کننده های نوع دوم و سوم در شبیه سازی زمانی، ب) خطای لحظه ای تغییرات فرکانس خروجی نسبت به سیگنال مثلی ایده آل در سنتز کننده های نوع دوم و سوم

نتایج شبیه سازی

۴۰۰ میلی ولت و در حلقه نوع سوم حدود ۲۰ میلی ولت است. بنابراین خطای عدم تطبیق منابع جریان پمپ بار، که در اثر مدولاسیون طول کانال^{۳۴} ترانزیستورهای تشکیل دهنده منابع جریان و تغییر ولتاژ درین-سورس آنها به وجود می آید [۱۷]، در حلقه قفل فاز نوع سوم کمتر است. مطابق شکل ۱۷-ب حداکثر میزان عدم تطبیق منابع جریان حلقه در حلقه نوع دوم و سوم به ترتیب برابر ۲ درصد و ۰/۱۵ درصد است.

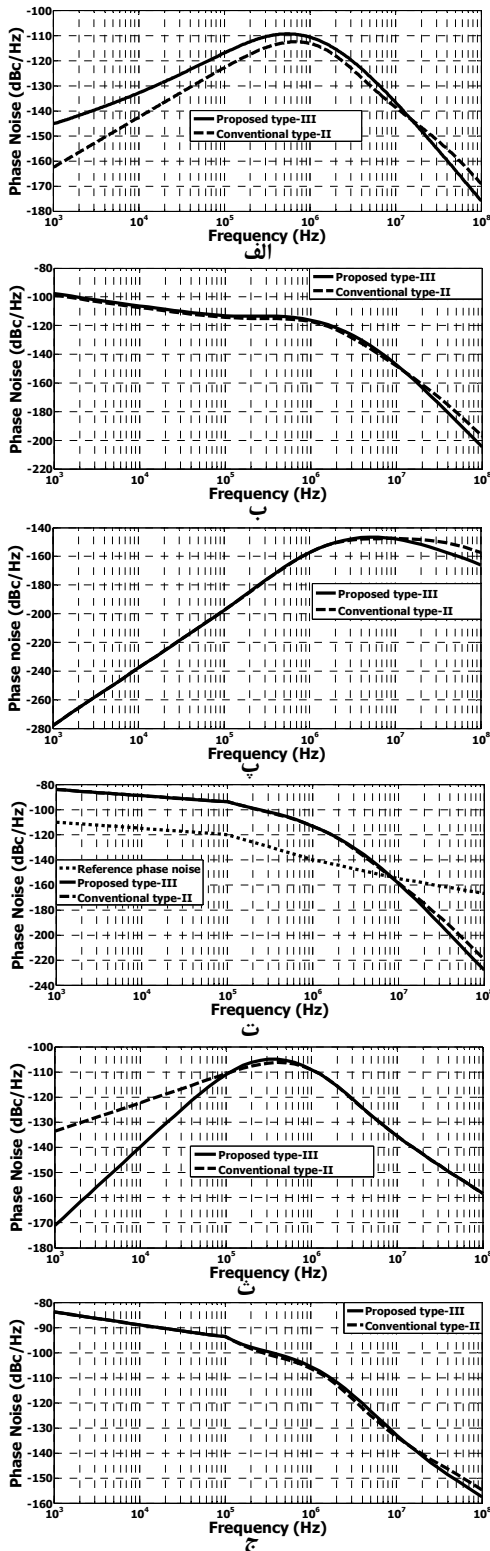
شکل ۱۸ الف تا ج نویز فاز خروجی سنتزکننده فرکانس با حلقه نوع دوم و سوم را در توان مصرفی یکسان بایکدیگر مقایسه می کند. نمودار نویز فاز ناشی از المانهای مقاومتی و ترانسانایی g_m در فیلتر حلقه در شکل ۱۸-الف نشان داده شده است. طبق این نمودار، در فرکانس های آفست پایین، نویز فاز ناشی از فیلتر حلقه در سنتز کننده نوع سوم نسبت به نوع دوم، به دلیل وجود نویز ترانسانایی g_m بیشتر است ولی در فرکانس های آفست بالاتر، نویز فاز حلقه نوع سوم با شیب بیشتری نسبت به حلقه نوع دوم کاهش می یابد. شکل های ۱۸-ب و ۱۸-پ، به ترتیب، اثر نویز مدار پمپ بار و مدولاتور دلتا-سیگما بر نویز فاز خروجی رانشان می دهد که طبق آن در فرکانسهای آفست بالا، نویز فاز خروجی حلقه نوع سوم کمتر است. این کاهش نویز فاز در فرکانسهای آفست بالا در حلقه نوع سوم نسبت به نوع دوم، در مورد اثر نویز فاز سیگنال مرجع نیز، مطابق شکل ۱۸-ت، صادق است. دلیل آن افزایش تعداد قطبهای حلقه نوع سوم نسبت به نوع دوم است که باعث می شود که حلقه نوع سوم نویز فاز سیگنال مرجع را بیشتر تضعیف کند. برای به دست آوردن نمودار شکل ۱۸-ت، یک مشخصه برای نویز فاز سیگنال

شکل ۱۶ نتیجه شبیه سازی زمانی مدار سنتزکننده فرکانس FMCW عدد کسری با ساختار حلقه قفل فاز نوع سوم در فناوری ۰/۱۸ میکرومتر CMOS را نشان می دهد. برای انجام این شبیه سازی، از مدل رفتاری^{۳۳} مدولاتور دلتا-سیگما MASH-1-1-1 همراه با مدارهای طراحی شده استفاده شده است. توان مصرفی سنتزکننده به جز بخش مدولاتور برابر ۳۲ میلی وات است. برای مقایسه نتایج شبیه سازی سنتزکننده فرکانس پیشنهادی با ساختار حلقه قفل فاز نوع دوم، یک سنتز کننده فرکانس عدد کسری نوع دوم متداول با توان مصرفی برابر با ساختار پیشنهادی و تنها با تغییر فیلتر حلقه آن، طراحی شده و نتایج شبیه سازی آن در شکل ۱۶ نشان داده شده است. شکل ۱۶-الف نمودار تغییرات فرکانس خروجی سنتز کننده های نوع دوم و سوم را نشان می دهد که مطابق آن، شیب تغییرات فرکانس در هر دو حالت برابر ۲ مگاهرتز بر میکروثانیه است. نمودار خطای لحظه ای تغییرات فرکانس خروجی نسبت به سیگنال مثلی ایده آل در شکل ۱۶-ب نشان داده شده است. مطابق این شکل، مقدار rms خطا در سنتزکننده نوع دوم و سوم به ترتیب برابر ۴۹۱ کیلوهرتز و ۳۲۲ کیلوهرتز است که کاهش حدود ۳۴ درصدی را در صورت به کارگیری ساختار پیشنهادی سنتزکننده با حلقه نوع سوم نشان می دهد.

شکل ۱۷-الف نتیجه شبیه سازی زمانی ولتاژ خروجی مدار پمپ بار را در حلقه قفل فاز نوع دوم و سوم نشان می دهد. مطابق این شکل حداکثر تغییرات ولتاژ در حلقه نوع دوم حدود

^{۳۴} Channel-Length Modulation

^{۳۳} Behavioral Model



شکل ۱۸. الف) نویزفاز ناشی از المانهای مقاومتی و ترانسپاریتی g_m در فیلتر حلقه، ب) نویز فاز ناشی از مدار پمپ بار، پ) اثر نویز مدولاتور دلتا-سیگما بر نویز فاز خروجی، ت) اثر نویز فاز سیگنال مرجع بر نویز فاز خروجی، ث) اثر نویز فاز VCO در خروجی، ج) نویزفاز ناشی از همه المان های حلقه در خروجی سنتزکننده فرکانس نوع دوم وسوم

مرجع ورودی ۵۰۰ مگاهرتز، با توجه قطعات نوسانگر مرجع موجود، فرض شده است که در این شکل نشان داده شده است. با توجه به اینکه در طراحی حلقه قفل فاز نوع سوم نسبت به حلقه قفل فاز نوع دوم محدودیت کمتری در انتخاب پهنای باند حلقه وجود دارد و برخلاف حلقه نوع دوم نیازی به افزایش پهنای باند حلقه برای کاهش خطای فاز ماندگار وجود ندارد، می توان در طراحی در صورت بالا بودن نویز فاز ناشی از سیگنال مرجع، پهنای باند حلقه را کمتر انتخاب کرد.

در مورد اثر نویز فاز VCO در خروجی، که طبق رابطه (۱۵) به شکل فیلتر بالاگذر است، باید گفت که تعداد قطبهای بیشتر حلقه نوع سوم نسبت به نوع دوم در مبدأ، خود را در نویز فاز فرکانس آفست پایین نشان می دهد. مطابق شکل ۱۸-ث حلقه نوع سوم تضعیف بیشتری بر روی نویزفاز ناشی از VCO در فرکانسهای آفست پایین دارد. شکل ۱۸-ج نویزفاز ناشی از همه المان های حلقه را در خروجی سنتزکننده فرکانس نوع دوم وسوم نشان می دهد. مطابق این شکل، نویز فاز در حلقه نوع سوم تنها در برخی فرکانس های آفست میانی از حلقه نوع دوم به اندازه 1 dB بیشتر است و در فرکانس آفست صد مگاهرتز از حلقه نوع دوم در حدود 3 dB کمتر می شود. بنابراین، با وجود اینکه به کارگیری حلقه نوع سوم به جای حلقه نوع دوم، با کاهش خطای فرکانس خروجی و خطای عدم تطبیق منابع جریان پمپ بار، بهبود قابل ملاحظه ای در کارایی سنتزکننده FMCW ایجاد می کند، اثر نامطلوبی بر نویز فاز خروجی آن ندارد و حتی در فرکانسهای آفست بالا منجر به کاهش نویز فاز نیز می شود.

همانطور که گفته شد، در سنتز کننده های فرکانسی FMCW هرچه میزان شیب تغییرات فرکانس برحسب زمان بیشتر باشد خطای فاز و فرکانس خروجی نسبت به سیگنال مثلی ایده آل افزایش می یابد [۱۰-۱۲]. بر این اساس، برای مقایسه ساختار های مختلف سنتز کننده FMCW، به کارگیری معیار شایستگی^{۳۵} رابطه (۲۹) پیشنهاد می شود:

$$FOM = \frac{\text{Slope of frequency ramp} \left(\frac{\text{MHz}}{\text{ms}} \right)}{\text{rms error} \text{ (kHz)}} \quad (29)$$

معیار شایستگی رابطه (۲۹) برای سنتزکننده فرکانس FMCW با ساختار حلقه نوع سوم پیشنهادی و حلقه نوع دوم متداول به همراه تعدادی از سنتزکننده های فرکانس FMCW که در مقالات ارائه شده اند، در جدول ۱ نشان داده شده است. طبق این جدول، ساختار حلقه نوع سوم پیشنهادی معیار شایستگی بیشتری نسبت به بقیه ساختارها دارد.

^{۳۵} Figure of Merit (FOM)

جدول ۱. مقایسه ساختارهای مختلف سنتزکننده FMCW

مرجع	نوع حلقه (تعداد قطبهای در مبدا در تابع تبدیل حلقه باز)	ساختار سنتزکننده	شیب مدولاسیون (MHz/ms)	خطای موثر فرکانس (kHz)	معیار شایستگی (MHz/ms/kHz)	فرکانس مرکزی (GHz)	توان مصرفی (mW)	فناوری
[۱۰]	دو	عدد صحیح به همراه سنتزکننده فرکانس دیجیتال مستقیم	۲۴۵۰	۱۰۵۰	۲/۳۳	۷۸	۱۰۱	۹۰ نانومتر سی ماس
[۱۱]	دو	عدد کسری	۹۷۵	۳۰۰	۳/۲۵	۷۶	۷۳	۶۵ نانومتر سی ماس
[۱۲]	دو	عدد کسری	۳۳۳	۷۳	۴/۵۶	۷۶	۵۱	۶۵ نانومتر سی ماس
[۲۵]	دو	عدد کسری به همراه ضرب کننده فرکانس در خروجی	۱۰۰۰	۱۷۷	۵/۶۵	۷۷	۱۱۷	۰/۱۳ میکرومتر سی ماس + ۰/۳۵ میکرومتر SiGe Bipolar
ساختار متداول طراحی شده در این مقاله	دو	عدد کسری	۲۰۰۰	۴۹۱	۴/۰۷	۱۰	۳۲ بدون مدولاتور	۰/۱۸ میکرومتر سی ماس
ساختار پیشنهادی	سه	عدد کسری	۲۰۰۰	۳۲۲	۶/۲۱	۱۰	۳۲ بدون مدولاتور	۰/۱۸ میکرومتر سی ماس

نتیجه گیری

در توان مصرفی برابر، کاهش ۳۴ درصدی خطای فرکانس خروجی و کاهش خطای عدم تطبیق منابع جریان پمپ بار از ۲ درصد به ۰/۱۵ درصد را نشان می دهد، بدون اینکه اثر نامطلوبی بر نویز فاز خروجی داشته باشد. همچنین در این مقاله، یک معیار شایستگی برای سنتزکننده های فرکانس FMCW بر پایه شیب تغییرات فرکانس خروجی معرفی شد که طبق آن، ساختار پیشنهادی مبتنی بر حلقه قفل فاز نوع سوم معیار شایستگی بیشتری نسبت به ساختارهای متداول مبتنی بر حلقه نوع دوم دارد.

در این مقاله، به کارگیری حلقه قفل فاز نوع سوم برای سنتزکننده های فرکانس FMCW با ساختار عدد کسری پیشنهاد شده است. تحلیل خطای فاز ماندگار در این نوع حلقه قفل فاز، مزیت آن را در دنبال کردن سیگنال با تغییرات فرکانس در شیب بالا رونده یا پایین رونده، نسبت به حلقه قفل فاز نوع دوم، نشان می دهد. در این مقاله نشان داده شده است که حلقه قفل فاز نوع سوم یک درجه آزادی به طراحی اضافه می کند به گونه ای که پهنای باند حلقه را می توان بدون محدودیت ناشی از خطای فاز ماندگار و شیب تغییرات فرکانس تعیین کرد. بر اساس تحلیل ارائه شده در این مقاله، روند طراحی حلقه قفل فاز نوع سوم برای سنتزکننده فرکانس FMCW با توجه به شرایط پایداری، توان مصرفی، نویز فاز خروجی و دقت مدولاتور دلتا-سیگما بیان شده است. به منظور اثبات کارایی ساختار پیشنهادی، یک سنتزکننده فرکانس FMCW در فرکانس مرکزی ۱۰ گیگاهرتز در فناوری ۰/۱۸ میکرومتر CMOS طراحی و شبیه سازی شد. مقایسه نتایج شبیه سازی مدار طراحی شده نسبت به ساختار حلقه نوع دوم

- [11] J. Lee, et al., "A Fully-Integrated 77-GHz FMCW Radar Transceiver in 65-nm CMOS Technology" *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 12, pp. 2746-2756, Dec. 2010.
- [12] T. Luo, C. Wu and Y. Chen, "A 77-GHz CMOS FMCW Frequency Synthesizer With Reconfigurable Chirps," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2641-2647, July 2013.
- [13] A. Sai, et al., "A Digitally Stabilized Type-III PLL Using Ring VCO with 1.01 psrms Integrated Jitter in 65nm CMOS," *IEEE International Solid State Circuits Conference, ISSCC*, pp. 248-249, 2012.
- [14] H. Adrang and H. Miar Naeimi, "A type III fast locking time PLL with transistor-C structure," *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2009.
- [15] S. Golestan, et al., "Advantages and Challenges of a Type-3 PLL," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no.11, pp. 4985 - 4997, Nov. 2013.
- [16] H. Rategh, H. Samavati and T. Lee., "A CMOS Frequency Synthesizer with an Injection-Locked Frequency Divider for a 5-GHz Wireless LAN Receiver," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 35, no.5, pp.780-787, May 2000.
- [17] B. Razavi, "RF Microelectronics," 2nd ed., Prentice Hall, New York, 2012.
- [18] M. Perrott, M. Trott and C. Sodini, "A modeling approach for $\Sigma\Delta$ fractional-N frequency synthesizers allowing straightforward noise analysis," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 8, pp. 1028-1038, August 2002.
- [19] B. De Muer and M. Steyaert, "A CMOS monolithic $\Delta\Sigma$ -controlled fractional-N frequency synthesizer for DCS-1800," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 37, no.7, pp.835-844, July 2002.
- [20] E. Sung, et al., "A Wideband 0.18- μ m CMOS $\Sigma\Delta$ Fractional-N Frequency Synthesizer with a single VCO for DVB-T," *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, pp.193 - 196, 2005.
- [21] S. Saeedi and M. Atarodi., "Single-VCO multi-band DTV frequency synthesizer with a divide-by-3 frequency divider for quadrature signal generation," *Analog Integrated Circuits*
- [1] J. Vovnoboy, et al., "A Dual-Loop Synthesizer With Fast Frequency Modulation Ability for 77/79 GHz FMCW Automotive Radar Applications," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 53, no.5, pp. 1328 - 1337, May 2018.
- [2] H. Chen and L. Lu, "A 34.8%-PAE CMOS Transmitter Frontend for 24-GHz FMCW Radar Applications" *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, pp. 265-268, Nov. 2012.
- [3] W. Wu, R. Staszewski and J. Long, "A 56.4-to-63.4 GHz Multi-Rate All-Digital Fractional-N PLL for FMCW Radar Applications in 65 nm CMOS" *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 5, pp. 1081-1096, May 2014.
- [4] J. Kielb and M. Pulkrabek, "Application of a 15 GHz FMCW radar for industrial control and process level measurement" *IEEE MTT-S Digest*, pp. 281- 284, 1999.
- [5] Y. Im, J. Lee and S. Park, "A DDS and PLL-based X-band FMCW radar system," *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Intelligent Radio for Future Personal Terminals*, 2011.
- [6] S. Liu, Y. Zheng and X. He., "Design of a wideband low power FMCW synthesizer in 65 nm CMOS for radar applications," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp.1776-1779, 2014.
- [7] F. Herzel, A. Ergintav and Y. Sun, "Phase Noise Modeling for Integrated PLLs in FMCW Radar," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 60, no.3, pp.137 - 141, March 2013.
- [8] M. Dayanik and M. Flynn, "Digital Fractional-N PLLs Based on a Continuous-Time Third-Order Noise-Shaping Time-to-Digital Converter for a 240-GHz FMCW Radar System," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 53, no.6, pp. 1719 -1730, June 2018.
- [9] F. Herzel, D. Kissinger and H. Jalli Ng, "Analysis of Ranging Precision in an FMCW Radar Measurement Using a Phase-Locked Loop," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 2, pp. 783-792, Feb. 2018.
- [10] T. Mitomo, et al., "A 77 GHz 90 nm CMOS Transceiver for FMCW Radar Applications," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 45, no.4, pp. 928 - 937, April 2010.

and Signal Processing, vol. 64, no. 3, pp. 103–113, August 2010.

- [22] W. Lee, J. Cho and S. Lee, “A High Speed and Low Power Phase-Frequency Detector and Charge-pump,” Proceedings of the ASP-DAC Asia and South Pacific Design Automation Conference, 1999.
- [23] A. Homayoun and B. Razavi, “Analysis of Phase Noise in Phase/Frequency Detectors,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 60, no. 3, pp. 529-539, March 2013.
- [24] M. Terrovitis, et al., “A 3.2 to 4GHz, 0.25 μ m CMOS Frequency Synthesizer for IEEE 802.11a/b/g WLAN,” IEEE International Solid State Circuits Conference, ISSCC, 2004.
- [25] H. Jalli Ng, et al., “A DLL-Supported, Low Phase Noise Fractional-N PLL With a Wideband VCO and a Highly Linear Frequency Ramp Generator for FMCW Radars,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 60, no. 12, pp. 3289 - 3302, Dec. 2013.