طراحی مدولاتور دلتا سیگمای متعامد با پهنای باند و فرکانس مرکزی قابل تنظیم

علیرضا شمسی

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری، تهران، ایران، alireza.shamsi@ssau.ac.ir

(تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۱۰ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۳/۰۴)

دانشگاه صنعتی سهند

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۶ - شماره ۱

بهار و تابستان ۱۳۹۸

صفحات ۵۴ الی ۶۵

ISSN: 2322-3146

http: //jnsee.sut.ac.ir

چکیده

در این مقاله یک مدولاتور دلتا سیگمای متعامد (QDSM) پیشخور (FF) زمان پیوسته (CT) مرتبه سه انعطاف‌پذیر با قابلیت تغییر باند عبور ارائه شده است. فرکانس مرکزی (f_c) و پهنای باند (BW) عبور این مدولاتور قابل تغییر بوده و با دو پارامتر جداگانه تنظیم می‌شوند. این پارامترها طوری محاسبه شده‌اند که در هر فرکانس و پهنای باندی، نسبت سیگنال به نویز (SNR) خروجی مدولاتور بهینه باشد. تغییرات در باند عبور مدولاتور با تغییر ضرایب مختلط انجام می‌شود و در ساختار کلی مدولاتور هیچ تغییری ایجاد نمی‌شود. فرکانس مرکزی این مدولاتور از صفر تا $\frac{1}{4}f_s$ و پهنای باند آن نیز از صفر تا $\frac{1}{12}f_s$ قابل تغییر است (f_s بیانگر فرکانس نمونه‌برداری است.) نمونه‌ای از مدولاتور متعامد با روش طراحی پیشنهادی در سطح مدار طراحی شده است. مدولاتور طراحی شده، برای پهنای باندهای 2 MHz و 5 MHZ با فرکانس نمونه‌برداری 64 MHz شبیه‌سازی شده است. مقدار SNR بدست آمده برای این پهنای باندها به‌ترتیب 76.42 dB و 56.59 dB بدست آمده و ضریب شایستگی (FOM) آن به ترتیب ۰/۳۷۵ و ۱/۴۶ (pJ/conv) محاسبه شده است.

واژه‌های کلیدی

مدولاتور دلتا سیگمای متعامد،

زمان پیوسته،

مبدل آنالوگ به دیجیتال.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

Sahand University of Technology

Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering

Vol.6, No.1

Spring and Summer 2019

ISSN: 2322 – 3146

http: //jnsee.sut.ac.ir

Design of QDSM with Adjustable Bandwidth and Center Frequency

Alireza Shamsi

Department of Electrical Engineering, Shahid Sattari Aeronautical University of Science and Technology, Tehran, Iran, alireza.shamsi@ssau.ac.ir

ABSTRACT

In this paper, a continuous time (CT) feed forward (FF) quadrature delta-sigma modulator (QDSM) with adjustable bandwidth is presented. Center frequency (f_c) and bandwidth (BW) of this modulator are adjusted with two separate parameters. These parameters are calculated for maximum signal-to-noise ratio (SNR) of the modulator at each f_c and BW. The modulator bandwidth is changed by complex coefficient. Therefore, the overall structure of the modulator is remained unchanged. The center frequency and bandwidth of this modulator are be able vary from 0 to 1/4 f_s and 0 to 1/12 f_s, respectively where f_s the sampling frequency. A Sample of proposed modulator is designed and simulated for bandwidths of 2 MHz and 5 MHz with a sampling frequency of 64 MHz. The SNR of these bandwidths are 76.42 dB and 56.59 dB with calculated *figure-of-merits* (FOM) of 0.375 and 1.46 (pJ/conv), respectively.

Keywords

Quadrature delta sigma modulator,

Continuous time,

Analog to Digital Converter.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 20 12]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

۱- مقدمه

قابلیت انعطاف‌پذیری و دقت بالای مدولاتور دلتا سیگما باعث شده که استفاده از آنها در گیرنده‌های بی‌سیم چند استانداردی رواج پیدا کند. مبدلهای دلتا سیگمای متعامد میان‌گذر با مصرف توان و سخت‌افزار معادل، پهنای باند بزرگتری نسبت به مدولاتور حقیقی داشته و برای کاربرد در گیرنده‌های Low-IF مناسب هستند [۱, ۲]. سه روش کلی برای پیاده‌سازی یک مدولاتور دلتا سیگما به عنوان یک زیرسیستم برای یک گیرنده چندحالته (چنداستانداردی) وجود دارد. روش اول استفاده از مدولاتورهای حقیقی میان‌گذر [۳] و مدولاتورهای متعامد مرسوم که ضرایب ثابتی دارند و فرکانس مرکزی و پهنای باند عبوری آنها ثابت است [۴-۶] و برای پشتیبانی استانداردهای مختلف باید چند مدولاتور بصورت موازی استفاده شوند و در هر استاندارد یکی از مدولاتورها کار می‌کند و بقیه خاموش هستند. روش دیگر، طراحی مدولاتورهایی است که با اعمال تغییراتی در ساختار آنها، قادرند چند باند (استاندارد رادیویی) مشخص را پشتیبانی کنند [۳, ۷-۱۰]. در این موارد، ساختار مدولاتور در هر استاندارد تغییر نموده و یا ممکن است بخشهایی از ساختار روشن و یا خاموش شوند، در نتیجه با افزوده شدن بخشهایی به ساختار مدولاتور همراه است و باعث افزایش سطح تراشه و مصرف توان خواهد شد [۱۱, ۱۲]. روش سوم، طراحی یک مدولاتور انعطاف‌پذیر است، بطوریکه با ایجاد تغییرات جزئی در ساختار آن قادر باشد در چند مد عملیاتی کار کند. مدولاتور پیشنهادی طوری طراحی شده است که برای سازگاری با باندهای عبوری یا استانداردهای مختلف، به تغییر ساختار زیادی نیاز نداشته و این کار تنها با تنظیم ضرایب مختلط انجام می‌شود. این ضرایب محل صفرهای تابع تبدیل نویز مدولاتور را مشخص می‌کنند. محل بهینه صفرهای تابع تبدیل نویز مدولاتور پیشنهادی بصورت تابعی از متغیرهای فرکانس مرکزی و پهنای باند مشخص شده اند تا فرکانس مرکزی و پهنای باند عبور، بطور جداگانه و متناسب با این دو متغیر جابجا شوند. این متغیرها، محل صفرها و فاصله آنها از یکدیگر را با هدف بهینه نمودن نرخ سیگنال به نویز در هر باند عبور را تعیین می‌کنند. با روش ارائه شده در این مقاله می‌توان یک مدولاتور چند استانداردی با قابلیت تغییر باند و یا یک مدولاتور با قابلیت پرش فرکانسی طراحی نمود. نمونه‌ای از مدولاتور متعامد با روش طراحی پیشنهادی در سطح مدار طراحی شده، و برای پهنای باندهای 2 MHz و 5 MHz با فرکانس نمونه‌برداری 64 MHz شبیه‌سازی شده است.

۲- طراحی مدولاتور پیشنهادی

برای طراحی مدولاتور متعامد پیشنهادی، ابتدا یک مدولاتور حقیقی با ویژگیهای مطلوب طراحی می‌شود. با موازی کردن دو مدولاتور حقیقی و اعمال ضرایب مختلط، قطبهای تابع تبدیل فیلتر آن دوباره جانمایی شده و مدولاتور متعامد شکل می‌گیرد. با استفاده از تابع نویز داخل باند (IBN) محل بهینه صفرهای تابع تبدیل نویز (NTF) و در نتیجه ضرایب مختلط مدولاتور به صورت پارامتری محاسبه می‌شوند.

۲-۱- طراحی مدولاتور حقیقی

برای طراحی مدولاتور حقیقی ابتدا تابع تبدیل نویز زمان گسسته، متناسب با مشخصات ذکر شده برای مدولاتور حقیقی پیشخور محاسبه می‌شود. این تابع با استفاده از جعبه ابزار delsig که در مرجع [۱۳] شرح داده شده است طراحی می‌گردد. تابع NTF مدولاتور حقیقی اولیه در رابطه (۱) بیان شده است.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

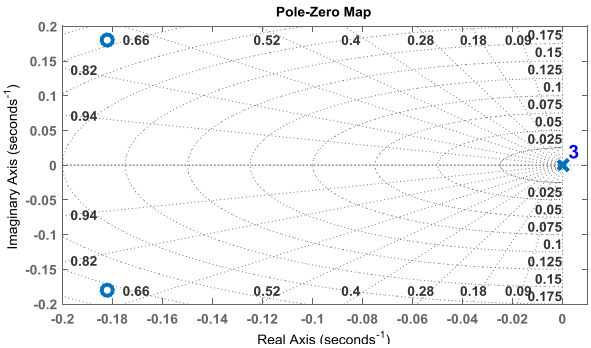
$$NTF = \frac{(z-1)^3}{z^3 - 2.2z^2 + 2.195z - 0.45} \qquad (۱)$$

سپس با استفاده از رابطه (۲) تابع تبدیل فیلتر زمان گسسته محاسبه می‌شود.

$$H(z) = \frac{1}{NTF} - 1 = \frac{0.8z^2 - 1.64z + 0.56}{(z-1)^3} \qquad (۲)$$

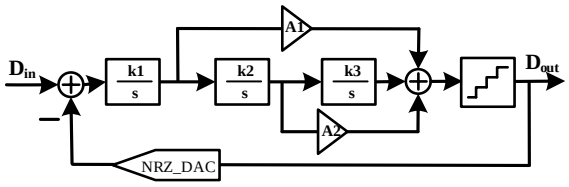
رابطه (۲) توسط دستور d2c در نرم افزار متلب به تابع تبدیل فیلتر زمان پیوسته تبدیل گردیده و در رابطه (۳) نشان داده شده است. این تابع دارای دو صفر محدود و سه قطب متمرکز در مبدأ است که در شکل ۱ نشان داده شده‌اند.

$$H(s) = \frac{0.67s^2 + 0.24s + 0.044}{s^3} \qquad (۳)$$



شکل ۱. محل صفر و قطبهای فیلتر زمان پیوسته حقیقی H(s)

ساختار مدولاتور پیشخور حقیقی مرتبه سه در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲. ساختار مدولاتور حقیقی

با هم ارز قرار دادن رابطه (۳) و رابطه حاکم بر فیلتر حلقه مدولاتور (معادله (۴)) که ساختار آن در شکل ۲ نشان داده شد، ضرایب فیلتر محاسبه می‌شوند. این روابط در معادله (۴) نشان داده شده‌اند و مقادیر ضرایب مدولاتور بصورت زیر بدست می‌آیند:

$$k_1 = 0.67,\ k_2 = 0.24,\ k_3 = 0.124,\ A_1 = 1,\ A_2 = 1.5$$

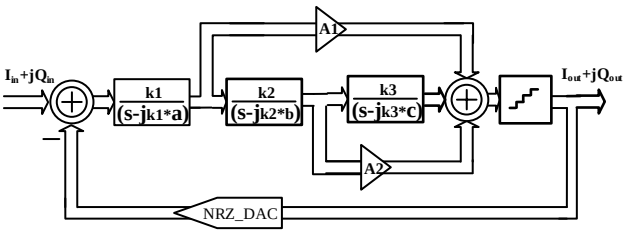
$$H(s) = \frac{k_1 A_1}{s} + \frac{k_1 k_2 A_2}{s^2} + \frac{k_1 k_2 k_3}{s^3} \equiv \frac{0.67}{s} + \frac{0.24}{s^2} + \frac{0.044}{s^3} \qquad (۴)$$

۲-۲- ساختار مدولاتور مختلط

در بخش قبل مدولاتور حقیقی مطلوب طراحی شد. با موازی کردن دو مدولاتور حقیقی و اعمال ضرایب مختلط به آنها، مدولاتور مختلط مورد نظر شکل می‌گیرد [۶, ۱۴].

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

بدین ترتیب فقط فیلتر حلقه مدولاتور به فیلتر مختلط تبدیل می‌شود و همانطور که در شکل ۳ نشان داده شده است، ساختار کلی مدولاتور تغییر نمی‌کند.

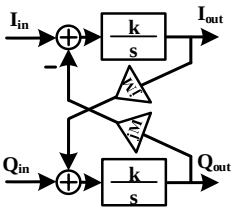


شکل ۳. ساختار مدولاتور مختلط

رابطه (۵) تابع تبدیل فیلتر مدولاتور متعامد زمان پیوسته حاصل را بیان می کند. با مقایسه این رابطه با تابع تبدیل حقیقی ارائه شده در رابطه (۴)، مشاهده می‌شود که در شکل کلی تابع تبدیل فیلتر تغییری ایجاد نشده است. در این رابطه ضرایب انتگرال‌گیرها ثابت بوده و فقط قطبهای حقیقی به قطبهای مختلط تبدیل شده‌اند. ضرایب a، b و c ضرایب مختلط مدولاتور متعامد پیشنهادی هستند و در بخش بعد محاسبه می‌شوند.

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{k_1 A_1}{(s-jk_1 a)} + \frac{k_1 k_2 A_2}{(s-jk_2 a)(s-jk_3 b)} + \frac{k_1 k_2 k_3}{(s-jk_1 a)(s-jk_2 b)(s-jk_3 c)} \\ &= \frac{0.67}{(s-jk_1 a)} + \frac{0.24}{(s-jk_1 a)(s-jk_2 b)} + \frac{0.044}{(s-jk_1 a)(s-jk_2 b)(s-jk_3 c)} \end{aligned} \qquad (۵)$$

با تغییر ساختار مدولاتور از حقیقی به متعامد، به جای هر انتگرالگیر یک تشدیدگر مختلط قرار می‌گیرد. همانطور که در شکل ۴ نشان داده شده است، تشدیدگر مختلط از دو انتگرالگیر که با مسیرهای ضربدری به یکدیگر متصل شده‌اند، تشکیل می‌شود.



شکل ۴. تشدیدگر مختلط

رابطه (۶) بیانگر تابع تبدیل این تشدیدگر است. در این معادله، k یک مقدار حقیقی بوده و ضریب انتگرالگیرها است و M ضریب مختلط تشدیدگر است. این دو ضریب، محل قطب تابع تشدیدگر را تعیین می‌کنند.

$$H(s) = \frac{k/s}{1 - jkM/s} = \frac{k}{s - jkM} \qquad (۶)$$

مدولاتور متعامد پیشنهادی شامل سه تشدیدگر است که هریک از آنها یک قطب مختلط دارند و در مجموع فرکانس مرکزی و عرض باند عبور آن را مشخص می‌کنند. با تغییر مکان این قطبها، پهنا و محل باند عبور مدولاتور تغییر می‌کند.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

۳- تعیین محل بهینه صفرهای مدولاتور

برای اینکه طیف خروجی مدولاتور بیشترین SNR را در یک پهنای باند مشخص داشته باشد، باید صفرهای تابع تبدیل نویز آن در باند فرکانسی به‌صورت بهینه توزیع شوند. به این منظور، یکی از صفرهای این تابع به‌عنوان فرکانس مرکزی باند عبور در نظر گرفته شده و بدون تغییر باقی می‌ماند و محل بهینه دو صفر دیگر نسبت به آن محاسبه می‌شود. اندازه نویز داخل باند مدولاتور حقیقی مرتبه L، از رابطه (۷) محاسبه می‌شود [۱۳].

$$IBN=\frac{\Delta^2}{12\pi}\int_0^{\pi/OSR}\omega^{2L}d\omega=\frac{\Delta^2}{12\pi(2L+1)}\left(\frac{\pi}{OSR}\right)^{2L+1} \qquad (۷)$$

با استفاده از این رابطه می‌توان محل بهینه صفرهای تابع تبدیل نویز را محاسبه کرد. در این رابطه ω فرکانس صفرهای تابع تبدیل نویز، OSR نرخ فوق نمونه‌برداری و Δ اختلاف اندازه بین دو سطح کوانتیزه مجاور است و برای مدولاتور مرتبه ۳ به صورت رابطه (۸) نوشته می‌شود.

$$IBN=\frac{\Delta^2}{12\pi}\int_0^{\pi/OSR}\omega^{2\times 3}d\omega=\frac{\Delta^2}{12\pi}\int_0^{\pi/OSR}\omega^2\left(\omega^2\right)^2d\omega \qquad (۸)$$

در رابطه اخیر برای یک مدولاتور مشخص مقادیر OSR، Δ و L ثابت هستند و ω که تعیین‌کننده محل صفرهای تابع تبدیل نویز آن است، تنها متغیری است که می‌تواند برای بهینه‌سازی نویز باند استفاده شود. چنانکه در رابطه (۹) نشان داده شده است، برای مدولاتور پیشنهادی، محل یکی از صفرها به عنوان مشخص‌کننده فرکانس مرکزی باند عبور، بدون تغییر باقی مانده و جایگاه دوصفر دیگر نسبت به این صفر مشخص می‌شوند.

$$IBN=\frac{\Delta^2}{12\pi}\int_0^{\pi/OSR}\omega^2\left(\omega^2-\omega_z^2\right)^2d\omega=\frac{\Delta^2}{12\pi}\int_0^{\pi/OSR}\left(\omega^6+\omega_z^4\omega^2-2\omega^4\omega_z^2\right)d\omega=\frac{\Delta^2}{12\pi}\left[\frac{1}{7}\omega^7+\frac{1}{3}\omega_z^4\omega^3-\frac{2}{5}\omega^5\omega_z^2\right]_0^{\pi/OSR} \qquad (۹)$$

چنانکه در رابطه (۱۰) نشان داده شده است، برای محاسبه مقدار کمینه تابع IBN، از این تابع نسبت به ω_z مشتق گرفته و برابر صفر قرار داده شده است. اندازه‌های بدست آمده برای دو صفر دیگر مقادیر $\omega_z=\pm\sqrt{(3/5)}\omega$ هستند که نسبت به صفر مرکزی محاسبه شده‌اند.

$$\frac{d}{d\omega_z}\left[\frac{1}{7}\omega^7+\frac{1}{3}\omega_z^4\omega^3-\frac{2}{5}\omega^5\omega_z^2\right]=0 \Rightarrow \frac{4}{3}\omega_z^3\omega^3-\frac{4}{5}\omega^5\omega_z=0 \Rightarrow \omega_z=0\,,\ \frac{1}{3}\omega_z^2-\frac{1}{5}\omega^2=0 \Rightarrow \omega_z=\pm\sqrt{\frac{3}{5}}\omega\Big|_{\omega=\frac{\pi}{OSR}=BW} \qquad (۱۰)$$

مقادیر ω_z بدست آمده از رابطه (۱۰) برای حالتی است که فرکانس مرکزی مساوی صفر در نظر گرفته شده باشد. اگر فرکانس مرکزی به اندازه ω_c شیفت پیدا کند، مقادیر ω_z نیز به همان اندازه شیفت پیدا می‌کنند و بصورت رابطه (۱۱) بیان می‌شوند.

$$\omega_z=\omega_c\ ,\ \omega_z-\omega_c=\pm\sqrt{\frac{3}{5}}BW \Rightarrow \omega_z=\omega_c\pm\sqrt{\frac{3}{5}}BW \qquad (۱۱)$$

محاسبه ضرایب مختلط با استفاده از معادله (۶) بر حسب ضریب انتگرالگیر و مقدار شیفت صفر تابع تبدیل نویز، در رابطه (۱۲) بیان شده است.

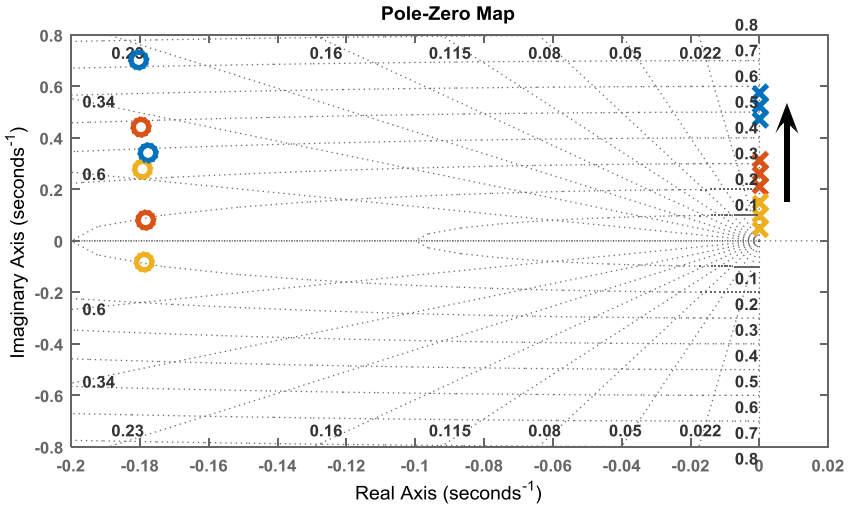
$$\frac{k/s}{1-jkM/s}=\frac{k}{s-jkM}\equiv\frac{k}{s-j\omega_z} \Rightarrow kM=\omega_z \Rightarrow M=\frac{\omega_z}{k} \qquad (۱۲)$$

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

با توجه به رابطه (۱۲) و تابع تبدیل مدولاتور که در رابطه (۵) نشان داده شده است، معادله مربوط به هر یک از تشدیدگرهای مدولاتور پیشنهادی مشخص شده و مقدار بهینه ضرایب مختلط a، b و c از روابط (۱۳) محاسبه می‌شوند.

$$c=\frac{\omega_c+\left(\sqrt{3/5}\right)\times \mathrm{BW}}{\mathrm{k}_3} \quad \text{و} \quad b=\omega_c/\mathrm{k}_2 \quad \text{و} \quad a=\frac{\omega_c-\left(\sqrt{3/5}\right)\times \mathrm{BW}}{\mathrm{k}_1} \qquad (۱۳)$$

در این روابط ω_c فرکانس مرکزی باند عبور است و با تغییر دادن آن، هر سه صفر جابجا شده و محل باند عبور تغییر می‌کند. اگر ω_c را ثابت در نظر بگیریم، با تغییر BW عرض باند عبور تغییر می‌کند. با تغییر هم زمان دو پارامتر، دو مشخصه محل و عرض باند آن تغییر می‌کنند. یک نمونه از تغییر محل صفر و قطبهای تابع تبدیل نویز در شکل ۵ نشان داده شده است. در این شکل پهنای باند ثابت با مقدار ۰/۱ و فرکانس مرکزی متغیر با مقادیر ۰/۱، ۰/۲۶ و ۰/۵۲ در نظر گرفته شده است.



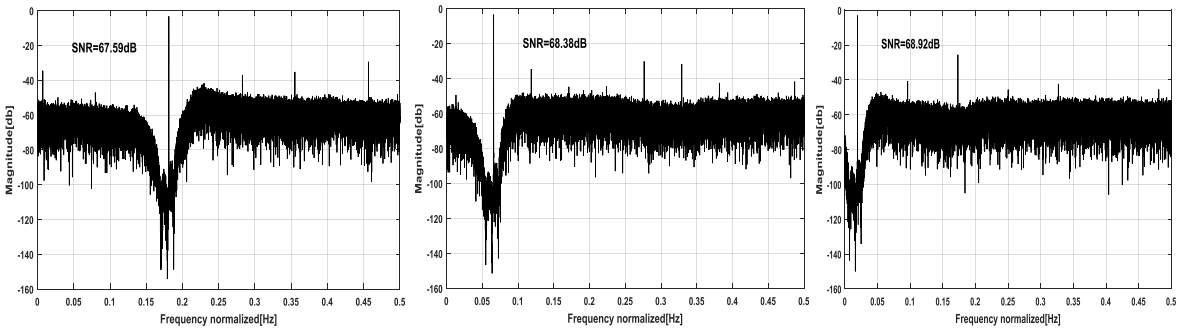
شکل۵. تغییر مکان صفرهای تابع تبدیل نویز مدولاتور

مؤلفه‌های مدولاتور و ضرایب مختلط آن برای سه حالت مختلف با پهنای باند ۰/۰۲ و فرکانس مرکزی متغیر با استفاده از روابط (۱۳) محاسبه شده و در جدول ۱ نشان داده شده‌اند. طیف خروجی مدولاتور برای این سه حالت در شکل ۶ نشان داده شده است.

جدول۱. مؤلفه‌ها و ضرایب مختلط مدولاتور پیشنهادی برای سه حالت مختلف

حالت / مؤلفه	۱	۲	۳
BW	0.02	0.02	0.02
ω_c	2.25	0.8	0.2
f_c	0.179	0.0637	0.0159
a	3.19	1.028	0.133
b	9.37	3.33	0.833
c	19.037	7.34	2.505

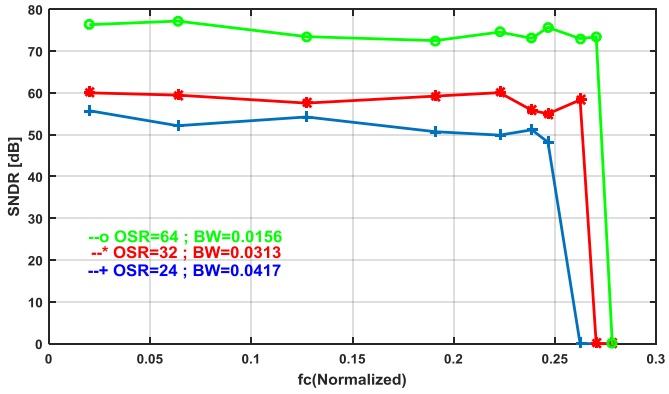
[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]



(ج) (ب) (الف)

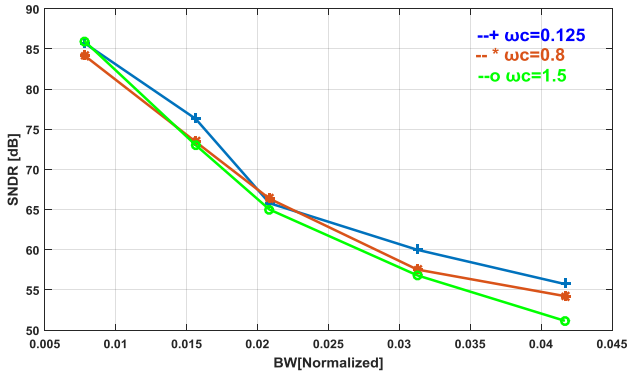
شکل ۶. طیف خروجی مدولاتور با پهنای باند ۰/۰۲ و عرض فرکانس های مرکزی؛ الف) ۰/۰۱۵۹، ب) ۰/۰۶۳۷، ج) ۰/۱۷۹

با تغییر فرکانس مرکزی باند عبور مدولاتور تغییرات SNDR برای سه نمونه باند عبور با پهنای باند ثابت و فرکانس مرکزی متغیر در شکل ۷ نشان داده شده است. تغییرات SNDR در گستره جابجایی باند عبور مدولاتور از $\sqrt{(3/5)BW}$ تا $\frac{1}{4}fs$ بصورت هم‌نوا است. این تغییرات با جابجایی باند عبور در گستره جابجایی باند، در محدوده کمتر از 5 dB تغییرات دارد که با توجه به تغییرات SNDR در بخشهای مختلف داخل باند هر باند عبور، قابل قبول است.



شکل ۷. مقادیر SNDR مدولاتور در فرکانس مرکزی‌های متفاوت در سه پهنای باند مختلف

برای مطالعه رفتار مدولاتور به ازای پهنای باندهای متفاوت، در شکل ۸ نمودار تغییرات SNDR برای سه فرکانس مرکزی مختلف نشان داده شده است. رفتار مشابه در سه نمونه متفاوت از ابتدا، وسط و انتهای محدوده انتخاب فرکانس مرکزی مدولاتور نشان می‌دهد که تغییر باند تأثیری روی طیف خروجی این مدولاتور ندارد.

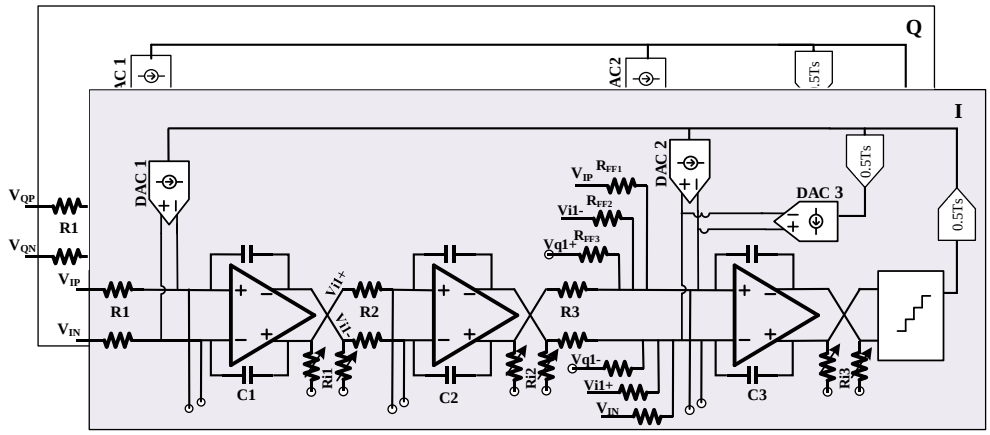


شکل ۸. نمودار تغییرات SNDR مدولاتور بر حسب BW در سه فرکانس مرکزی (ω_c) مختلف

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

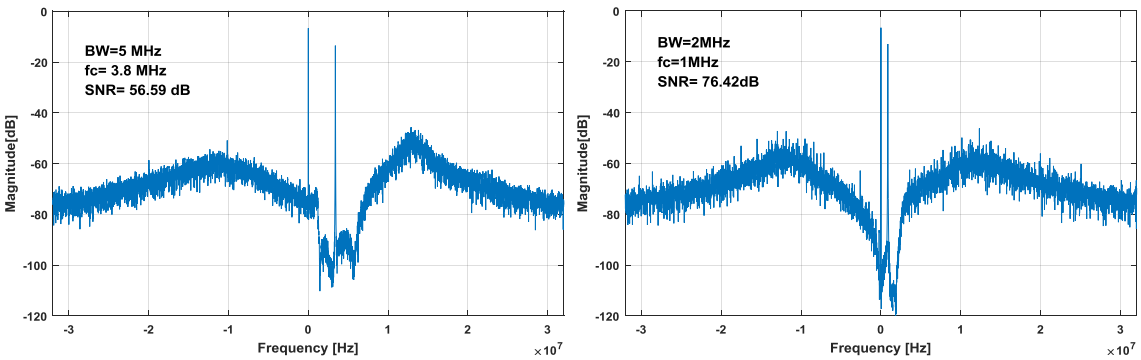
٤- پیاده‌سازی مداری مدولاتور متعامد با ساختار پیشنهادی

نمونه‌ای از مدولاتور پیشنهادی برای پهنای باندهای 2 MHz و 5 MHz با فرکانس نمونه‌برداری 64 MHz در سطح ترانزیستور، و در تکنولوژی ۱۸۰ نانومتر در نرم‌افزار Spectra-RF و کتابخانه TSMC پیاده‌سازی شده است. مدولاتور مورد نظر با استفاده از روش پیشنهادی طراحی شده و ضرایب آن محاسبه می‌شوند. پیاده‌سازی مداری مدولاتور با روش ذکر شده در مرجع [۱۴] انجام شده است. برای پیاده‌سازی مداری مدولاتور طراحی شده، عمل جبرانسازی تأخیر حلقه انجام شده و جمع‌کننده‌های آن حذف می‌شوند [۱۴]. پیاده‌سازی ساختار مداری مدولاتور در شکل ۹ نشان داده شده است. برای تغییر محل و پهنای باند این مدولاتور، فقط ضرایب مختلط تغییر می‌کنند که با تغییر مقاومتهای ضربدری بین دو مسیر I و Q، به مدولاتور اعمال می‌شوند و در ساختار مدولاتور هیچ تغییر دیگری صورت نمی‌پذیرد.



شکل ۹. پیاده‌سازی مداری مدولاتور پیشنهادی برای پهنای باندهای 2 MHz و 5 MHz

طیف خروجی مدولاتور پیشنهادی با پهنای باندهای 2 MHz و 5 MHz و با فرکانسهای مرکزی 1 MHz و 3.8 MHz در شکل ۱۰ نشان داده شده است. مقدار SNR بدست آمده برای این پهنای باندها بترتیب 76.42 dB و 56.59 dB است.



(ب) (الف)

شکل ۱۰. طیف خروجی مدولاتور با پهنای باند و فرکانس مرکزی الف) 2 MHz و 1 MHz، ب) 5 MHz و 3.8 MHz

جدول ۲ نشان می‌دهد که نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدولاتور طراحی شده با روش پیشنهادی، با ساختارهای ارائه شده قبلی قابل مقایسه و در مواردی عملکرد بهتری دارد. در حالی که، ساختار پیشنهادی مزیت تغییر پهنا و محل باند را برای مقادیری به‌جز دو

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

مورد شبیه‌سازی شده در این مقاله را نیز دارد. ضریب شایستگی (FOM) این مدولاتور برای پهنای باندهای 2 MHz و 5 MHz، با استفاده از رابطه (۱۴) بترتیب ۰/۳۷۵ و ۱/۴۶ (pJ/conv) محاسبه شده است [۱۴].

$$\mathrm{FOM} = \frac{\mathrm{power}}{2 \times \mathrm{BW} \times 2^{((\mathrm{SNDR}-1.76)/6.02)}} \qquad (۱۴)$$

جدول۲. مقایسه کارهای انجام شده پیشین با مدولاتور طراحی شده

Parameter	DSM type	SNR (dB)	Bandwidth (MHz)	OSR	Power (mW)	FOM (pJ/conv)	Technology (µm)
[15]	FB4/CT	۷۵/۱۴ ۷۲/۲ ۷۱/۴۵	۲/۵ ۳/۵ ۵	۱۲۵ ۱۷۵ ۲۵۰	۲۷/۷ ۲۸/۱۷ ۲۸/۵۷	۱/۲۲ ۱/۲۵ ۱/۳۷	۰/۳۵
[14]	QFF3/CT	۷۵/۹	۲	۳۲	۶/۹۱	۰/۳۳۹	۰/۱۸
[16]	QFF3/CT	۶۸/۷ ۶۰/۶ ۵۰/۲	۰/۵ ۱ ۱/۵	۶۴ ۳۲ ۲۴	۲/۱۵ ۲/۱۳ ۲	۰/۹۶۶ ۱/۲۱ ۲/۶	۰/۱۳
[۱۷]	QFF3/CT	۶۵/۲	۰/۵	۱۹۲	۲/۳	۱/۵۸	۰/۱۳
[18]	QFB2/CT	۶۱/۲ ۸۱	۵ ۰/۲۷	۲۴ ۱۹۰	۸/۹ ۴/۹	۰/۹۵ ۰/۹۹	۰/۱۸
[19]	QFB2/CT	۵۷/۱	۲	۳۲	۴/۲	۱/۸	۰/۱۳
This work	QFF3/CT	۷۶/۴۲ ۵۶/۵۹	۲ ۵	۳۲ ۱۲/۸	۸/۱۱ ۸/۱۱	۰/۳۷۵ ۱/۴۶	۰/۱۸

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مدولاتور متعامد با پهنای باند و فرکانس مرکزی قابل تنظیم برای فرکانسهای مختلف طراحی و پیاده‌سازی شده است. در این روش طراحی تغییر فرکانس مرکزی و باند عبور با تغییر ضرایب مختلط انجام شده و در ساختار اصلی مدولاتور هیچ تغییری ایجاد نمی‌شود. ضرایب مختلط مدولاتور تابعی از متغیرهای فرکانس مرکزی و پهنای باند هستند و طوری محاسبه شده‌اند که بیشترین نرخ سیگنال به نویز بدست آید. نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدولاتور طراحی شده با روش پیشنهادی، با ساختارهای ارائه شده قبلی قابل مقایسه و در مواردی بهتر هستند. در حالی که ساختار پیشنهادی دارای این مزیت است که تغییر محل و پهنای

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

باند آن به آسانی و فقط با تغییر مقدار مقاومتهای ضربدری انجام می‌شود. مطالعه و مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌های سیستمی و مداری مدولاتور پیشنهادی حاکی از رفتار مناسب آن در فرکانسهای مرکزی و پهنای باندهای مختلف است.

مراجع

[1] P. M. Aziz, H. V. Sorensen, and J. Van der Spiegel, "Performance of complex noise transfer functions in bandpass and multi band sigma delta systems," in Circuits and Systems, 1995. ISCAS'95., 1995 IEEE International Symposium on, 1995, pp. 641-644.

[2] J. Marttila, M. Allén, and M. Valkama, "Frequency-Agile Multiband Quadrature Sigma-Delta Modulator for Cognitive Radio: Analysis, Design and Digital Post-Processing," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 31, pp. 2222-2236, 2013.

[3] Y .Xu, X. Zhang, Z. Wang, and B. Chi, "A Flexible Continuous-Time \Delta\Sigma ADC With Programmable Bandwidth Supporting Low-Pass and Complex Bandpass Architectures," IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 25, pp. 872-88, 2017.

[4] B. Ge, Y. Li, H. Yu, and X. Feng, "Design and implementation of quadrature bandpass sigma-delta modulator used in low-IF RF receiver," Journal of Semiconductors, vol. 39, p. 055002, 2018.

[5] J. Talebzadeh and I. Kale, "A novel two-channel continuous-time time-interleaved 3rd-order sigma-delta modulator with integrator-sharing topology," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, pp. 1-11, 2018.

[6] A. Shamsi and E. N. Aghdam, "A Wideband Continuous Time Quadrature Delta Sigma Modulator Based on a Real DSM for Low Power WLAN Receiver," Journal of Circuits, Systems and Computers, vol. 27, p. 1850044, 2018.

[7] Z. Zhang, Y. Xu, N. Qi, and B. Chi, "A 5/20MHz-BW 4.2/8.1 mW CT QBP ΣΔ modulator with digital I/Q calibration for GNSS receivers ", in Solid-State Circuits Conference (A-SSCC), 2013 IEEE Asian, 2013, pp. 393-396.

[8] B. H. Seyedhosseinzadeh and M. Yavari, "AN EFFICIENT LOW-POWER SIGMA-DELTA MODULATOR FOR MULTI-STANDARD WIRELESS APPLICATIONS," Journal of Circuits, Systems, and Computers, vol. 21, p. 1250028, 2012.

[9] J. Zhang, Y. Xu, Z. Zhang, Y. Sun, Z. Wang, and B. Chi, "A 10-b Fourth-Order Quadrature Bandpass Continuous-Time \Sigma\Delta Modulator With 33-MHz Bandwidth for a Dual-Channel GNSS Receiver," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 65, pp. 1303-1314, 2017.

[10] چرمین، ا. نجفی اقدم، ا. "طراحی مدولاتور دلتا سیگمای زمان پیوسته چند استانداردی با کوانتایزر مبتنی بر VCO". مجله سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق، دوره ۲، شماره ۲، ۱۳۹۳.

[11] M. Honarparvar and E. N. Aghdam, "Reconfigurable hybrid CT/DT delta-sigma modulator with op-amp sharing technique dedicated to multi mode receivers," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 79, pp. 413-426, 2014.

[12] هنرپرور، م. نجفی اقدم، ا." طراحی مدولاتور دلتا سیگمای هیبریدی زمان پیوسته/گسسته برای کاربرده های مخابرات چند استانداردی" مجله سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق دوره ۲، شماره ۱، ۱۳۹۳.

[13] S. Pavan, R. Schreier, and G. C. Temes, Understanding Delta-Sigma Data Converters: John Wiley & Sons, 2017.

[14] ع. شمسی و ا. نجفی اقدم، "طراحی مدولاتور دلتا سیگمای متعامد پیشخور زمان پیوسته با حذف جمع کننده به روشی جدید برای گیرنده‌های Low-IF کم‌مصرف،" مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، ۲۰۱۹.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]

[15] J. Mallek, H. Daoud, R. Aloulou, H. Mnif, and M. Loulou, "A 0.58 mm2 CMOS reconfigurable sigma delta ADC for mobile WiMAX receiver," Ingenieria y Universidad, vol. 23, 2019.

[16] A. Atac, R. Wunderlich, and S. Heinen, "A variable bandwidth & IF, continuous time ΔΣ modulator for low power low-IF receivers," in New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International, 2011, pp. 362-365.

[17] T. Saalfeld, A. Atac, L. Liao, R. Wunderlich, and S. Heinen, "A 2.3 mW quadrature bandpass continuous-time?? modulator with reconfigurable quantizer," in Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2016 12th Conference on, 2016, pp. 1-4.

[18] C.-Y. Ho, W.-S. Chan, Y.-Y. Lin, and T.-H. Lin, "A quadrature bandpass continuous-time delta-sigma modulator for a tri-mode GSM-EDGE/UMTS/DVB-T receiver," Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 46, pp. 2571-2582, 2011.

[19] K.-W. Cheng, K. Natarajan, and D. J. Allstot, "A current reuse quadrature GPS receiver in 0.13 m CMOS," Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 45, pp. 510-523, 2010.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1398.6.1.5.0]